10F
308 PAGES
N° 1667
AVRIL 81
LVIe ANNÉE

# LE HAUT-PARLEUR

JOURNAL DE VULGARISATION

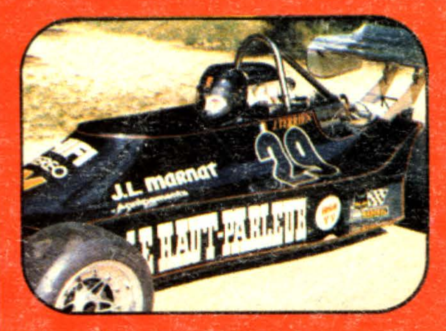
ISSN 0337 1883

HI-FI.AUDIO.VIDEO.ELECTRONIQUE.ARGUS.CB.

DOSSIER DU MOIS

## L'ELECTRONIQUE DANS L'AUTOMOBILE





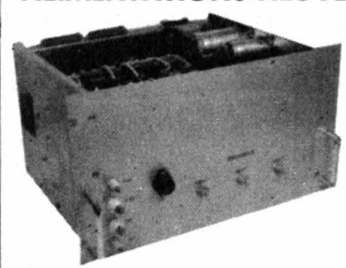

- Le compact Disc
- L'amplificateur DUAL CV 1250 et le tuner CT 1250
- Construction d'un millivoltmètre A.F. à large bande
- Un chronomètre temporisateur digital pour labo-photo □

BELGIQUE : 81 F.B. • ITALIE : 3.200 LIRES • CANADA : 2 $ • SUISSE : 5 F.S. • TUNISIE : 1,15 DIN • ESPAGNE : 200 PTAS.

*LES AFFAIRES EXCEPTIONNELLES*
*voir suite page 9*

# LAG

## ALIMENTATIONS NEUVES



**FONTAINE :** Type 1022 B - 220 V - 50 périodes - sortie symétrique +ou- 2 fois 15 volts, 12 V., 7 V., 5 V - stabilisé, régulé réglage manuel des tensions redressées et régulées - dim. 42,5x25x39 - Poids 32 kg
**Prix TTC 690 F** port et emb. 120 F

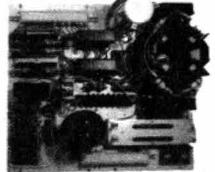
**LFE :** 220 V - 50 périodes - 50 ampères - sorties symétriques 2 fois + ou – 12 V. 10 ampères - 7 V 4 A 5 V 25 A redressée régulée - dim. 43x36x38 -poids 38 kg
**Prix TTC 1090 F** port 120 F

**LFE professionnelle :** 220 V - 50 périodes - 24 V 16 A - 4 sorties +ou- 12 volts symétriques - regulée filtrée - dim. 43x22x38 - poids 17 kg.
**Prix TTC 790 F** port 90 F

**QUARTZ ELECTRONIQUE :** 24 V 25 A - sorties symétriques 24 V 2x15 V +ou– 2x10 V - 7 V et 5 V - dim. 43x33x26 - poids 47 kilos.
**Prix TTC 1090 F** port 120 F

**FONTAINE :** 35 A 220 V sorties symétriques 24 V et +ou –12 V régulée filtrée, dim. 43x22x38.
**Prix TTC 790 F** port 90 F

**FONTAINE :** Bloc d'alimentation et de répartition de tension - 30 V 20 A - filtrée régulée avec ventilateurs - poids 16 kg - dim. 54 x 49 x 28.



**Prix TTC 990 F** port 90 F

**VOLTAM :** 220 V - 5 V 20 A - régulée filtrée - poids 9,5 kg - dim. 21x34x13
**Prix TTC 590 F** port 90 F



**MCB :** 220 V au choix 50 et 60 hertz +2 x, +et – 5 V 30 A régulée filtrée - dim. 340x190x175 - poids 15,5 kg
**Prix TTC 590 F** port 90 F

**ALIM. DE SECOURS FONTAINE 1025 B :** 4 Voltablocs 2x15 V 6 - 0 ampère 6 - 19 V 6 2 A 10 V 8 0,6 A régulée filtrée - dim. 180,5x22x14 - poids 4 kg
**Prix TTC 199 F** port 40 F

**Prof. LFE :** 110-220 V - 6 V 2 A - ajustage des tensions -dim. 7x8x12 - poids 1,6 kg
**Prix TTC 290 F** port 50 F





**ECOBLOC FONTAINE :** 127-220 - 15 V 0A 5 - tension ajustable - dim. 11x7x12 - poids 2 kg
**Prix TTC 290 F** port 50 F

**AUXILEC :** 220 V sorties 32 V 5 A régulée filtrée
**Prix TTC 390 F** port 60 F

**CSF :** neuve 110 - 250 V alim. symétrique +ou–70, +ou–12 + 350 V
**Prix TTC 149 F** port 60 F



**Bloc d'alimentation pour lampes xenon -** 220 V 50 périodes - sorties 3500 V 960 joules 24 V 20 A - transfo élévateur -sel de filtrage - auto-transfo - 3 condensateurs 58 micros 3500 V poids 40 kg
**Prix TTC 390 F** port 120 F

## Contrôleurs Électroniques divers

**Schneider MN 124 -** 2000 points - 200 à 2 M - 2 MA - 200 millivolts à 1000 V.
**Prix 600 F** port 40 F

**Volmètre différentiel -** 4 gammes de 0,01 V à 10 V réparties en 4 décad de 10 positions de 1x1 ampères x 1000 dim. 62x20x39 mm.
**Prix 1500 F** port 60 F

**HEWLET PACKARD 3484 A -** Voltmètre digital 2000 points millivolts, 101 000 V en 2 gammes. dim. 42,5x46x9, 101 000 V en 3 gammes. Poids 9 kg
**Prix 1000 F** port 70 F

**SERIE 3000 -** Voltmètre de 10 à 1000 V en 3 gammes continu et alternatif - non linéaire - 5 digitales - 19000 points - poids 19 kg - dim. 48,5x46x13
**Prix 1000 F** port 110 F

**SERIE 5000 -** Voltmètre de 10 à 1000 V en 3 gammes continu et alternatif - non linéaire - 5 digitales - 19000 points - poids 12 kg - dim. 48x48x13
**Prix 1000 F** port 100 F

**PHILIPS PM 6020 -** multi voltmètre de 0,1 millivolts à 10 V 31 M - 10 millivolts à 1000 V - entrée 10 poids 13 kg - dim. 37x23x25 mm
**Prix 450 F** port 100 F

Pont de résistance et de capacité **PHILIPS GM 4144** à 10 M en 6 gammes - 0 à 1 MF en 6 gammes
**Prix 250 F** port 70 F

**PHILIPS 6005 - 6015 - 6020 -** millivoltmètre 0,01 V à 300 V - dim. 33,5x19x29 - poids 8 kg
**Prix 350 F** port 70 F

Pyromètre portatif **ESPM MECI** digit. mesure de température à l'aide de thermo couple et contrôle des thermos-couple de câbles de compensation et des pyromètres en laboratoire ou en atelier
**Prix 500 F** port 60 F

**VOLTMETRE SCHLUMBERGER** digit type A 1335 - 19000 points - 5 V à 500 V continu alternatif
**Prix 800 F** port 40 F

**SCLUMBERGER** multimètre digit VM 1613 - 2000 points de 0,2 à 1000 V continu alternatif - milliampéremètre - ohmètre 100 méga poids 3 kg
**Prix 500 F** port 30 F

**SCLUMBERGER 1240** digit 2 V à 1000 V continu alternatif 200 micro ampères à 1 ampère et ohmètre 200 à20 M poids 2 kg - dim. 23x25x7,5
**Prix 400 F** port 30 F

**LEADER LTC 102 -** testeur de transistors - PNP - NPN et traceur de gains
**Prix 500 F** port 30 F

**PHILIPS PM 2513** digit 200 millivolts à 1000 V - ohmètre 200 à 2 M 200 micros ampère à 1 ampère tout en 5 gammes - poids 1 kg - dim. 15x19x8
**Prix 300 F** port 20 F

**CRC MN 190 -** 1000 volts continu alternatif - 20 M
**Prix 400 F** port 20

Pont Q mètre **CULTON 167** digital 19000 points - poids 14 kg - dim. 24x46x28,5
**Prix 500 F** port 100 F

**DIGITAL VOLTMETRE TYPE DM 2001 - 2025** 0 à 200 V digit
**Prix 1000 F** port 40 F

**Fréquencemètre digit CIT** type F 285 10 hertz à 2 maga hertz - poids 9 kg - dim. 43x37,5x22
**Prix 1000 F** port 70 F

**Voltmètre digital SOLARTRON LM 1440** - 0,3 V à 2000 V
**Prix 1000 F** port 40 F

**Contrôleur universel** Métrix 476
0 à 3000 V = et ≃
ohmètre 0 à 5 MΩ.
Amp. 150 UA à 7 A5
**Prix 200 F** port 40 F



**Contrôleur universel** Métrix 424 = et ≃ de 5 V à 500 V en 5 gammes. Ohmètre 0 à 5 M Amp. 1 MA 5 à 5 MA.
**Prix 200 F** port 40 F

## GÉNÉRATEURS

**SWEMAR LSG 531 TV** et modulation de fréquence - marqueur en 2 gammes de & à 270 mégas - (de 0 à 210 mégas)
**Prix 1500 F** port 110 F

**Tekelec TE 315** 0,01 - 1 seconde à 0,1 seconde - de 1 à 1000 V en 4 gammes
**Prix 1000 F** port 110 F

**DATE PULSE -** 110 générateurs d'impulsion - marqueur de 4 cycles à 40 mégas cycles - – de 0,05 micro secondes à 50 millisecondes tension positive et négative séparé de 0,03 V à 10 V
**Prix 1000 F** port 110 F




# LE HAUT-PARLEUR

### ADMINISTRATION – REDACTION

Fondateur : **J.-G. POINCIGNON**
Directeur de la publication : **A. LAMER**
Directeur : **H. FIGHIERA**
Rédacteur en chef : **A. JOLY**
Secrétaire de rédaction : **C. DUCROS**

**SOCIETE DES PUBLICATIONS RADIO-ELECTRIQUES ET SCIENTIFIQUES**
**Société anonyme au capital de 120 000 F**

**LE HAUT-PARLEUR**
**2 à 12, rue de Bellevue**
**75940 PARIS CEDEX 19**
**Tél. : 200-33-05**
**Télex : PGV 230472 F**


La Rédaction du Haut-Parleur décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles, celles-ci n'engageant que leurs auteurs. Les manuscrits publiés ou non ne sont pas retournés.

### ABONNEMENTS

| | FRANCE | ETRANGER |
|---|---|---|
| HAUT-PARLEUR 1 AN ........................ | 110,00 F | 190,00 F |
| Abonnements groupés : | | |
| HAUT-PARLEUR + E. PRATIQUE + SONO 1 AN ........................ | 210,00 F | 360,00 F |
| HAUT-PARLEUR + E. PRATIQUE 1 AN ........................ | 140,00 F | 260,00 F |
| HAUT-PARLEUR + SONO 1 AN ........................ | 155,00 F | 275,00 F |

**BULLETIN D'ABONNEMENT : PAGE 66**




**PUBLICITE :**
**SOCIETE AUXILIAIRE DE PUBLICITE**
**70, rue Compans - 75019 PARIS**
**Tél. : 200-33-05**
**C.C.P. PARIS 379360**

Commission Paritaire N° 56 701




**Distribué par « Transport Presse »**



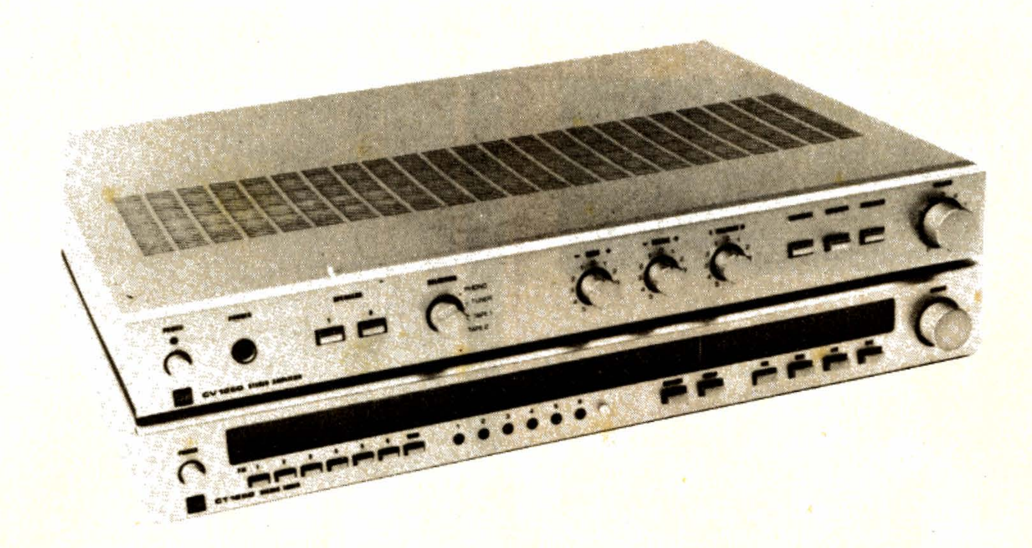

**Dépôt légal 2e trimestre 1981**
**N° EDITEUR : 605**

# sommaire

**DOSSIER DU MOIS :**
**ELECTRONIQUE ET AUTOMOBILE**







# AMPLIFICATEUR DUAL CV 1250

# TUNER DUAL CT 1250

CES deux appareils ont une ligne commune, une ligne basse qui fait que, une fois superposés, l'encombrement est sensiblement identique à celui que l'on aurait pu avoir avec un simple amplificateur/préamplificateur. Contrairement à ce que l'on pourrait peut être penser en considérant leur ligne, ces appareils sont construits en Allemagne. Les textes de façade sont en anglais, c'est une mode qui ne gênera pas grand monde, les modes d'emploi étant, eux, rédigés en français.

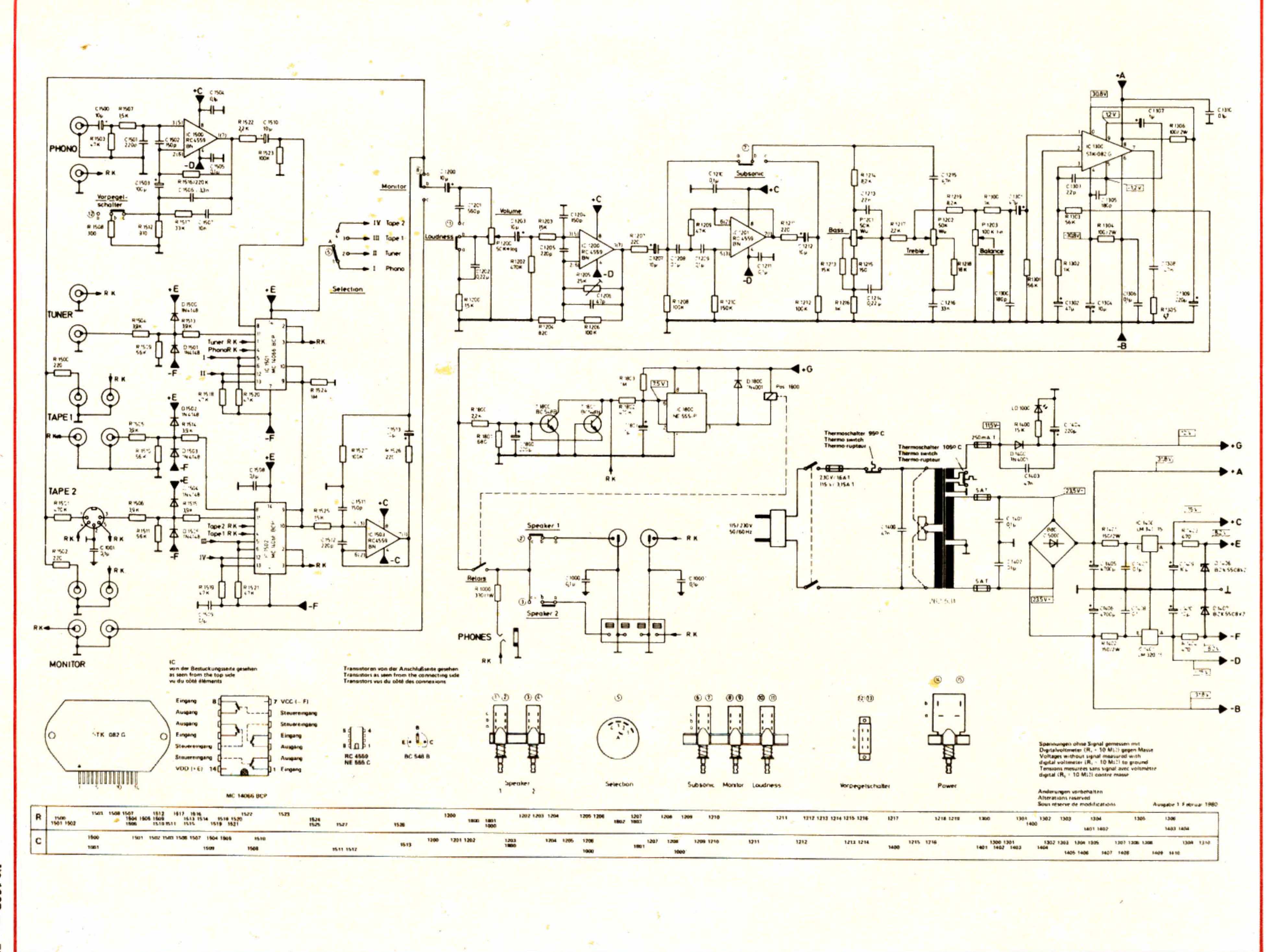
## Présentation

C'est un profilé d'aluminium anodisé qui constitue les façades, les capots sont peints d'une couleur métallisée, sable clair, une couleur à la mode. Les boutons sont sablés et aussi jolis que ceux fabriqués au Japon, bref, nous avons là des appareils que l'on n'aura pas peur de montrer.

L'amplificateur dispose des commandes habituelles : correction de timbre à deux boutons, correction physiologique commutable, filtre subsonique, prises pour deux paires d'enceintes (pour prises DIN ou pour fils), nous avons aussi deux entrées pour magnétophone et une touche monitor qui permet de faire du transfert d'un appareil à l'autre, vous voyez ce que nous voulons dire.

Le tuner dispose d'une série de stations préréglées avec un dispositif de réglage astucieux et simple. Ce sont des potentiomètres qui permettent le réglage de la fréquence d'accord. Le tuner est à deux gammes d'ondes ; en modulation d'amplitude, les grandes ondes n'ont pas été oubliées.

La recherche manuelle des stations est



PHONO
TUNER
TAPE 1
TAPE 2
MONITOR
Vorpegel-schalter
Monitor
Selection
IV Tape 2
III Tape 1
II Tuner
I Phono
Loudness
Volume
Subsonic
Bass
Treble
Balance
Speaker 1
Speaker 2
Relais
PHONES
Thermoschalter 95° C
Thermo switch
Thermo-rupteur
Thermoschalter 105° C
Thermo switch
Thermo-rupteur
115/230 V 50/60 Hz
STK 082 G
MC 14066 BCP
RC 4559
NE 555 C
BC 548 B
Eingang
Ausgang
Steuereingang
VCC (-F)
VDD (+E)
IC
von der Bestuckungsseite gesehen
as seen from the top side
vu du côté éléments
Transistoren von der Anschlußseite gesehen
Transistors as seen from the connecting side
Transistors vus du côté des connexions
Speaker 1 2
Selection
Subsonic
Monitor
Loudness
Vorpegelschalter
Power
Spannungen ohne Signal gemessen mit Digitalvoltmeter (Ri = 10 MΩ) gegen Masse
Voltages without signal measured with digital voltmeter (Ri = 10 MΩ) to ground
Tensions mesurées sans signal avec voltmètre digital (Ri = 10 MΩ) contre masse
Änderungen vorbehalten
Alterations reserved
Sous réserve de modifications
Ausgabe 1 Februar 1980

bien entendu possible ; elle est rendue plus aisée par un indicateur de niveau à diodes LED, un indicateur d'accord à 3 LED, deux rouges et une verte pour signaler un accord parfait ; les galvanomètres seraient-ils morts ? Nous ne devons pas oublier qu'il ne s'agit pas d'un emprunt d'une technique japonaise. Dual utilisait déjà les diodes LED depuis quelques années avant que les Japonais en aient découvert l'existence (en Hi-Fi bien entendu !). Passons à l'étude technique.

## L'amplificateur

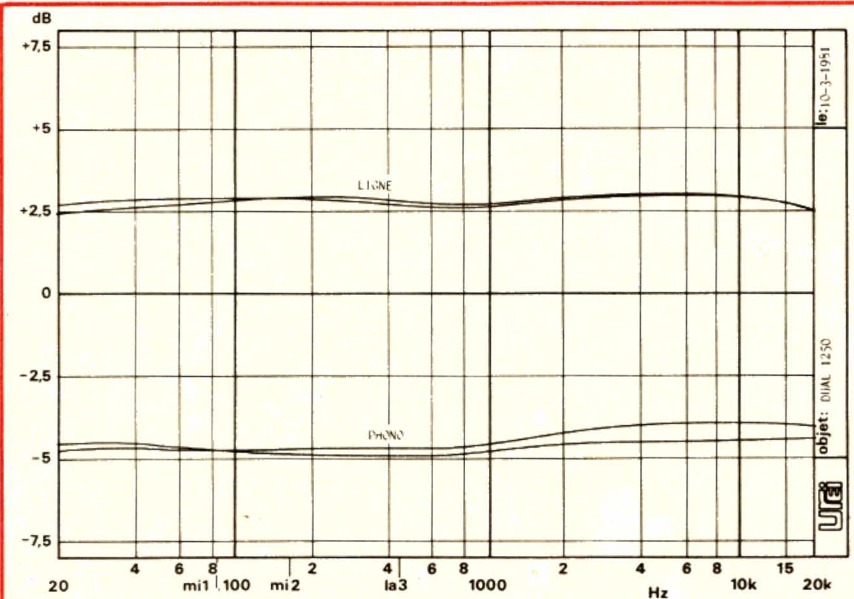
Le schéma de l'amplificateur Dual 1250 est communiqué dans la notice d'emploi, c'est un point intéressant pour les curieux...

Les pré-amplificateurs RIAA utilisent des circuits intégrés doubles, ce sont des circuits intégrés de Raythéon, un spécialiste en la matière ; ces circuits, comme nous le verrons ont un bruit de fond réduit. Le circuit de contre-réaction est traditionnel, ou presque, la résistance R1516 de 220 kΩ sert de contre-réaction en courant continu, elle fixe aussi le gain aux fréquences basses. Les composantes alternatives sont dirigées sur la résistance du diviseur sans passer par le condensateur ; une commutation de résistances permet de faire varier la sensibilité d'entrée, on pourra ainsi mieux utiliser le potentiomètre de volume et le cas échéant on pourra reculer le point de saturation des amplificateurs RIAA. Noter en passant la présence d'une cellule de filtrage RF sur l'entrée, cellule utile en présence d'une émission (CB par exemple).

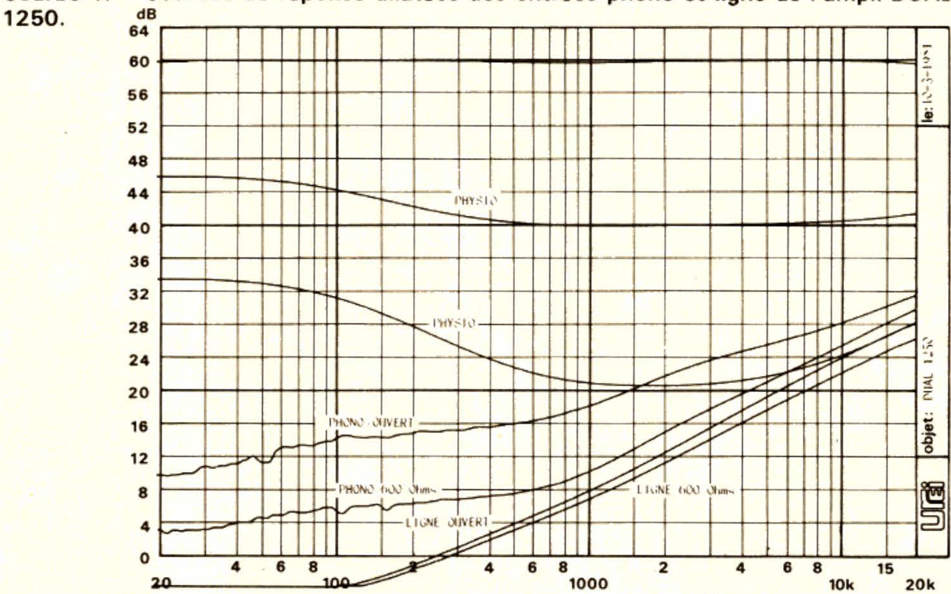
La sélection des signaux radio-fréquence se fait par un commutateur analogique de type C-MOS, solution économique et efficace car elle permet de couper plusieurs circuits à partir d'un seul sélecteur ; par ailleurs, on ne transporte par ce système que des tensions de commande, et les signaux audio n'ont pas à parcourir de grande distance, c'est une formule favorable à l'obtention d'un bon rapport signal/bruit. Toutes les entrées audio sont équipées de diodes qui évitent au signal d'entrée de dépasser la tension d'alimentation. Cette protection évitera une détérioration des commutateurs analogiques.

En sortie de commutateur, nous avons un étage séparateur à haute impédance d'entrée.

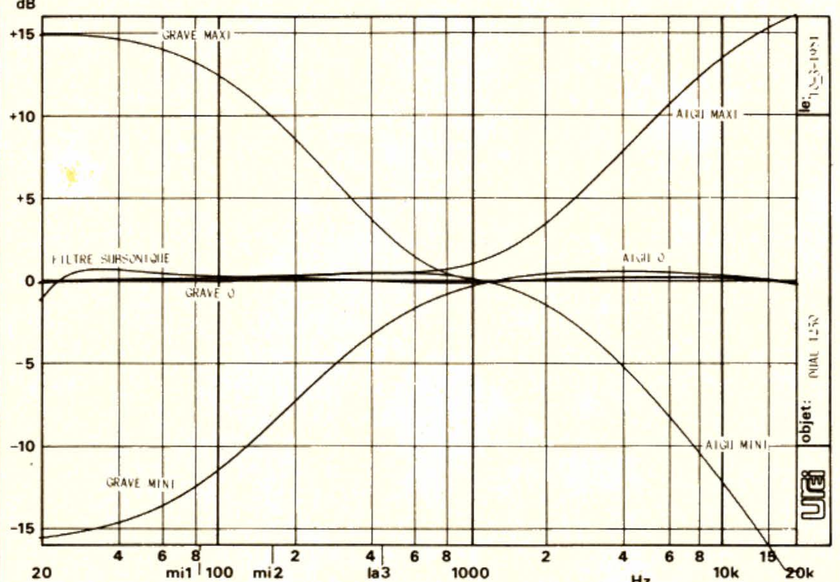
Le potentiomètre de volume est associé à un correcteur physiologique commutable. L'amplificateur opérationnel IC1200 offre un réglage de gain permettant de centrer le potentiomètre de balance avec précision.



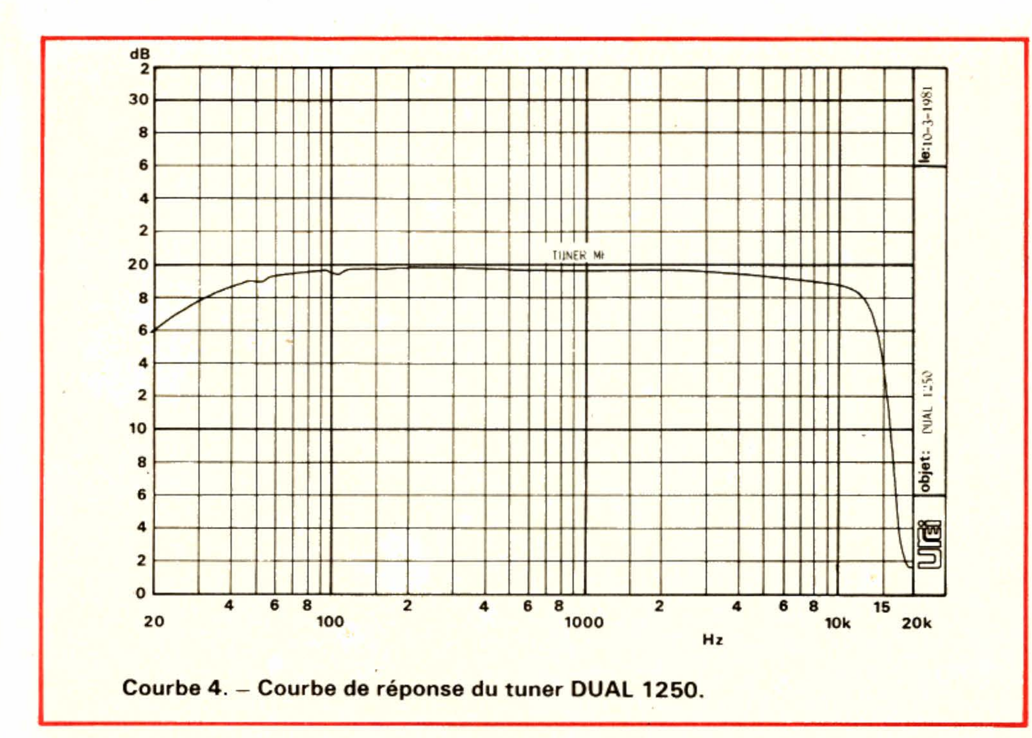

Courbe 1. – Courbes de réponse dilatées des entrées phono et ligne de l'ampli DUAL 1250.




Courbe 2. – Courbes de correction physiologique et de diaphonie de l'amplificateur DUAL 1250.




Courbe 3. – Courbes du correcteur de timbre grave et aigu de l'amplificateur DUAL 1250.




**Courbe 4. – Courbe de réponse du tuner DUAL 1250.**

IC1201 est un amplificateur opérationnel monté en filtre à structure de Sallen et Key. C'est un passe haut à fréquence subsonique. Lorsque le filtrage n'est pas utilisé, l'amplificateur opérationnel n'est pas traversé par le signal.

Le correcteur de timbre est du type passif, il est suivi du potentiomètre de balance que l'on rencontre plus souvent du côté de celui de volume. L'amplificateur de puissance est un module hybride.

Les sorties des enceintes sont protégées par un relais commandé par un NE555 utilisé en retardateur et par un détecteur de tension continue grâce à deux transistors qui vont commander deux transistors intermédiaires recevant l'un la tension de sortie (filtrée) sur la base, l'autre sur l'émetteur. On détecte de la sorte les tensions positives (base) et négatives (émetteur).

## Le tuner

Dual n'a pas été aussi généreux pour le tuner que pour l'amplificateur de puissance, nous n'avons eu droit qu'à un schéma synoptique. Tant pis.

Le tuner est construit sur deux circuits imprimés principaux, un pour la section radio, l'autre pour l'affichage et les potentiomètres d'accord. La partie RF du tuner est installée dans un blindage de tôle étamée, certaines des bobines sont surmoulées, et l'accord est obtenu par des doubles diodes à capacité variable. Les transistors sont des bipolaires, des filtres céramiques sont employés pour la chaine d'amplification FI. Le circuit intégré « bon à tout faire » est un TDA1576, le décodeur stéréo, un TDA1578.

La partie radio modulation d'amplitude dispose aussi d'un accord par diodes à capacité variable commandée par un unique potentiomètre.

La FI est de 460 kHz, l'ampli est équipé d'un filtre combiné, céramique/LC. Les inductances servent ici à filtrer la réponse hors bande du filtre céramique, ce dernier n'étant pas réputé pour la pureté de sa réponse.

Le système d'accord est équipé d'un comparateur de tension qui agit sur deux diodes, on compare ici la tension obtenue du potentiomètre d'accord manuel à celle des potentiomètres de préréglage des stations ; lorsque l'accord est obtenu, les deux tensions sont égales. Au désaccord, les diodes sagittales indiquent le sens de rotation du potentiomètre d'accord. Ce dispositif est mis hors circuit lorsque la clé de manœuvre est remise dans son logement. Le comparateur de tension pour l'échelle de diodes indicatrices de niveau est basé sur des transistors.

## Réalisation

La fabrication de ces produits est bien européenne, la plupart des composants utilisés ici a cette origine commune. La qualité du travail est excellente et supporte très aisément la comparaison avec du matériel d'Extrême-Orient.

Nous n'avons qu'un seul reproche à adresser au constructeur, c'est celui d'avoir un transformateur d'alimentation d'amplificateur plutôt grognon ! Son bourdonnement disparaîtra si vous mettez la musique à fond, dans certaines conditions d'utilisation, son chassis peut résonner, souhaitons simplement que ce défaut soit particulier à notre exemplaire.

## Mesures

Tiens, nous avons découvert sur un emballage la mention « Test geräte », ce qui doit signifier appareil pour test ! Sans doute était-ce pour le tuner car pour l'ampli, nous aurions sans doute eu un transformateur plus silencieux !

La puissance de sortie de l'amplificateur est de 2 fois 27,4 W lorsque les deux amplificateurs sont en service sur une charge de 8 Ω ; avec un seul canal en service, la puissance de sortie passe à 32,8 W.

Sur charge de 4 Ω, nous avons une puissance de sortie de 37,2 W ; avec une seule voie chargée, cette puissance passe à 49 W.

Le taux de distorsion harmonique mesuré à pleine puissance, sur 8 Ω et à 1 000 Hz est de 0,03 % sur 4 Ω, nous avons mesuré 0,06 %, sur 8 Ω et à 10 kHz, nous avons 0,04 %, sur 4 Ω, 0,06 %, sur une charge de 8 Ω , et enfin à 40 Hz, le taux de distorsion est de 0,06 % sur 4 Ω et de 0,04 % sur 8 Ω.

Le taux de distorsion par intermodulation est de 0,06 % sur 8 Ω et de 0,1 % sur 4 Ω.

La sensibilité d'entrée phono est de 1,5 ou 5,1 mV, suivant la position du commutateur de sensibilité, la tension de saturation est alors de 68 ou 230 mV. Le rapport signal/bruit pour une sensibilité ramenée à 5 mV est de 71 dB sans pondération ce qui est très bon.

La sensibilité de l'entrée tuner est de 160 mV, le rapport signal/bruit est de 85 dB.

La sensibilité du tuner est voisine de 0,9 µV ce qui est excellent et très suffisant.

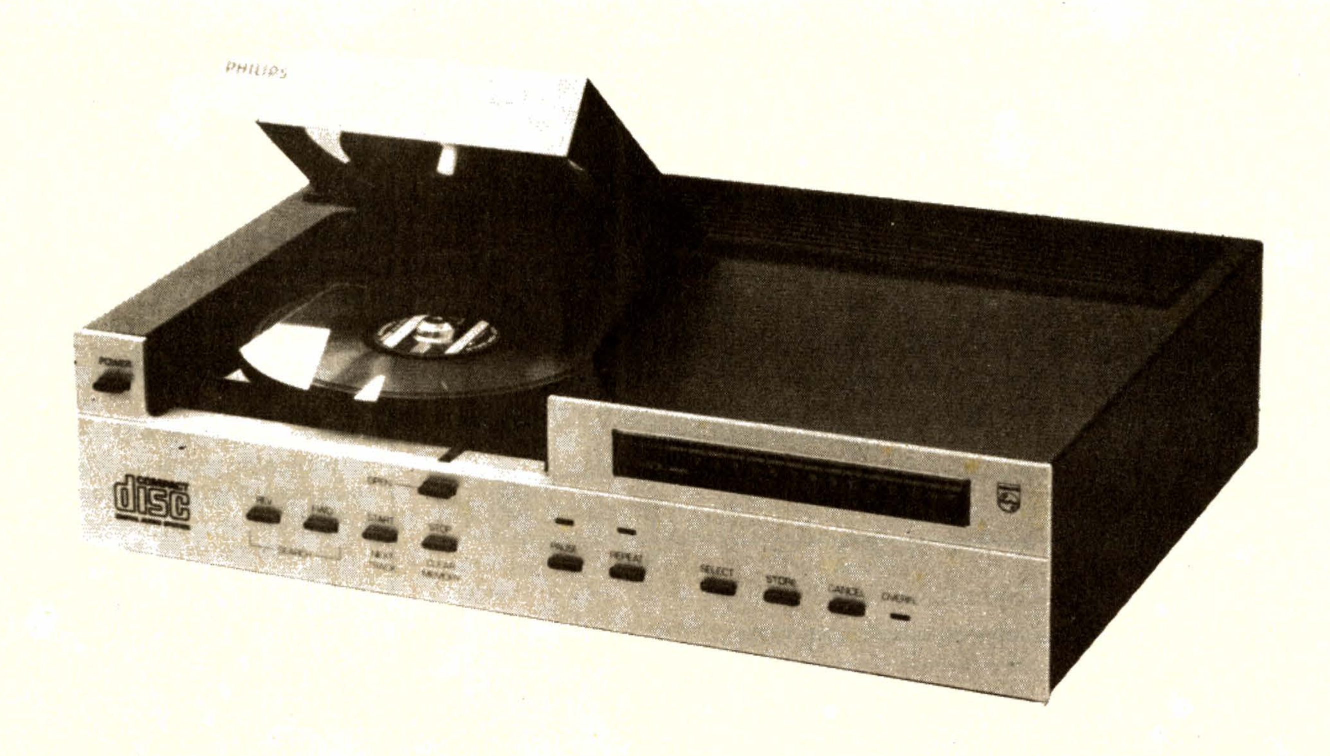
Le rapport signal/bruit pondéré est de 74 dB en mono et de 67 dB sans pondération.

Les courbes de réponse donnent l'efficacité du correcteur de timbre, la diaphonie entre voies, les courbes de réponse du tuner MF, et les courbes de réponse des entrées RIAA et tuner.

## Conclusions

A part le petit grognement du transformateur d'alimentation auquel le constructeur remédiera sans doute, il y a lieu d'être tout à fait satisfait des performances de l'ensemble. La présentation du produit est sans reproche, l'Europe progresse tout de même dans le domaine esthétique. C'est ici une preuve de vitalité de l'industrie, même si la concurrence est extrêmement vive.

**E.L.**




# le compact disc

**PHILIPS avait présenté son compact disc (numérique) il y a déjà quelque temps, cette présentation était réservée à la presse spécialisée. Le Festival du Son 1981 donnait l'occasion à cette firme d'en faire une présentation officielle, une présentation qui devance de plus de deux ans la sortie de l'appareil. Nous devons nous attendre à une standardisation de ce type de disque, déjà, Sony, Matsushita suivis de Kenwood ont décidé de se rallier à ce système à laser. Un audiodisque semblable au Philips a été présenté par Marantz à la presse spécialisée.**

## Le disque

Le Compact Disc de Philips est un disque de 12 cm de diamètre. Ce disque est donc nettement plus petit que les 30 cm auxquels nous sommes habitués et aussi que les 17 cm 45 t/mn. Son épaisseur sera de 1,2 mm, le support de polyvinyle est recouvert d'une pellicule métallisée recouverte d'un film transparent de protection. Les informations sont rassemblées sour la forme d'un sillon composé de creux et de bosses, dont la succession constitue l'information stockée sous forme numérique. Ce disque est donc un peu plus complexe à réaliser que le disque classique. Le sillon n'est pas creusé, aucun système de guidage mécanique n'est prévu, ce dernier est obtenu par un examen de la surface du disque, un dispositif d'asservissement permettant au rayon de lecture de se centrer sur le sillon. Le principe du disque est le même que celui adopté pour le vidéo disque VLP.

## La lecture

Le disque est lu par un laser, ici, le laser est un laser solide à diode arseniure de gallium/aluminium, ce laser envoie son rayon à la surface du disque, un système de lentille concentre son rayon de façon à ce que l'impact à la surface du disque soit sensiblement de la largeur du sillon. La lumière du laser est concentrée sur le fond du sillon, figure 1, lorsque le disque, en tournant présente une « bosse », la mise au point n'existe plus, la quantité de lumière réfléchie sera différente. Le système de tête de lecture est représenté sur la figure 2, la diode est au fond d'un « puits » le faisceau part au travers d'un prisme destiné à assurer le retour du faisceau vers le système de détection. L'élément détecteur est une photo diode relativement rapide, cette diode sert également à assurer le guidage du système optique le long d'un rayon.

La tête de lecture mesure 45 mm de longueur, 12 mm de diamètre et pèse 14 g. Comme pour le vidéo disque VLP, l'asservissement de position porte sur plusieurs paramètres, on joue sur la distance focale de la lentille porte-objectif pour compenser les irrégularités de planéité du disque et sur le déplacement du faisceau par rapport au sillon pour commander le déplacement du bras. La correction doit être rapide, compte tenu de l'excentration possible du disque, il est nécessaire d'assurer la fixité de position du spot, l'écart entre spires étant de 1,6 $\mu$m (on imagine mal un centrage précis au micron près pour un disque fabriqué en grande série).

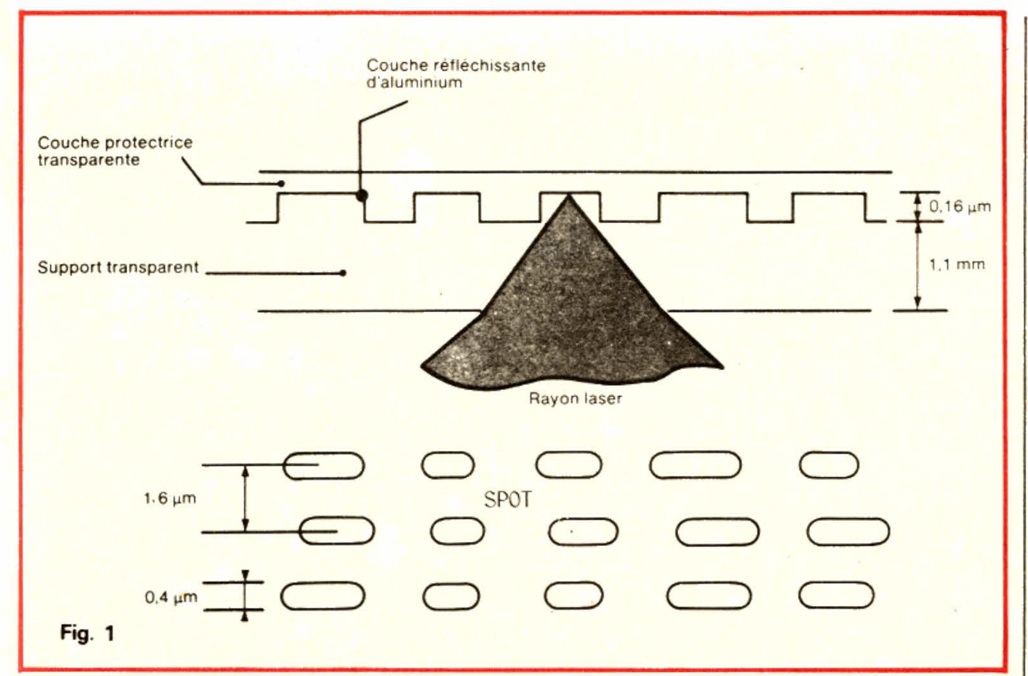


Fig. 1

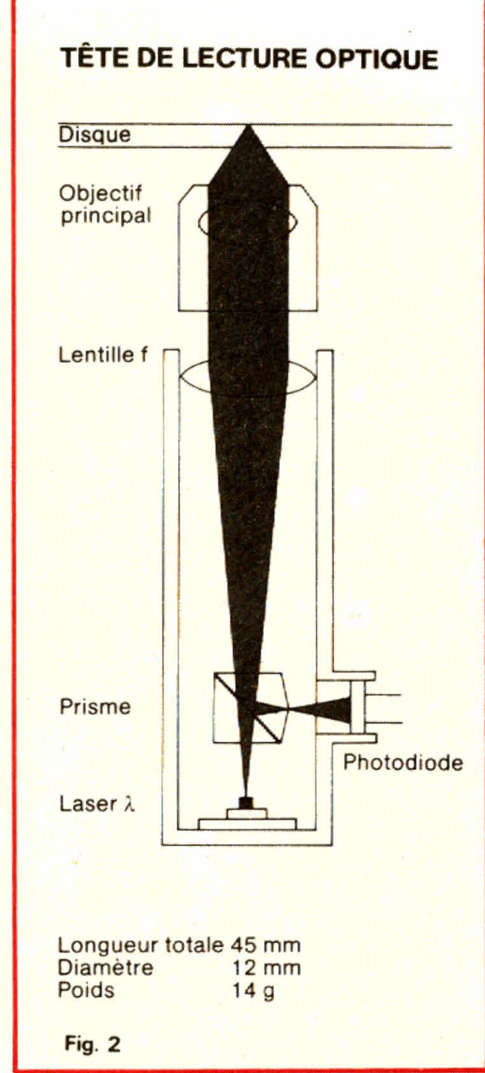


Fig. 2

## Le lecteur et son électronique

Inutile de signaler l'avantage de la faible dimension d'un tel système de lecture de disque. Le tourne-disque se met au niveau des mini-éléments, des mini chaînes Hi-Fi. On trouvera ici les possibilités d'accès instantané à n'importe quelle partie du disque, le lecteur est prévu pour une programmation de l'accès.

La photo montre l'aspect du lecteur présenté au Festival du son, des boutons commandent une recherche en avant ou en arrière, comme il n'y a pas de contact, entre le disque et le lecteur, il est inutile de relever ce dernier. Le constructeur a prévu le passage d'une piste à l'autre où si l'on préfère d'un morceau au suivant.

Le lecteur est stéréophonique, il se raccordera à un amplificateur Hi-Fi classique. On peut aussi penser, compte tenu de la densité d'informations stockables à un développement de la quadriphonie.

Nous ne reviendrons pas ici sur les systèmes de codage et de décodage numérique, nous en avons déjà pas mal parlé. La figure 3 donne le synoptique de

Voie 1
filtre passe-bas
pré-accentuation
échantillonnage + mise en mémoire
conversion analogique / digital
Voie 2
filtre passe-bas
pré-accentuation
échantillonnage + mise en mémoire
conversion analogique / digital
multiplexage
codage des informations de correction d'erreurs
modulation
enregistrement du disque
mot de synchronisation
base de temps
cristal

| | | | | | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | voie 1 | voie 2 | voie 1 | voie 2 | voie 1 | voie 2 | voie 1 | voie 1 | voie 2 | voie 1 | voie 2 | voie 1 | | voie 1 |

X1 X2 011..........10
identification de programme
partie fixe pour synchronisation

Fig. 3

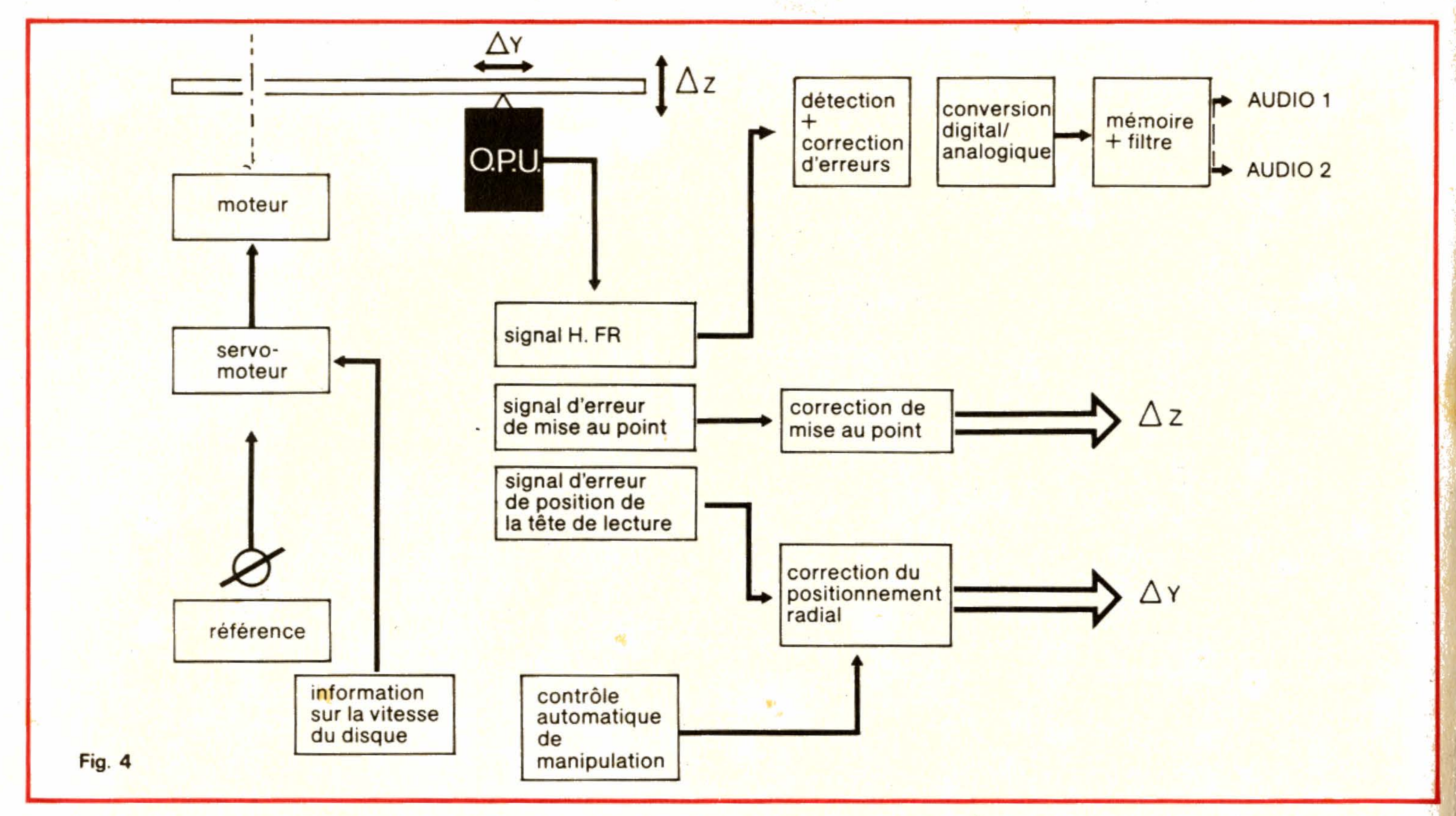


Fig. 4

la chaîne d'enregistrement, précisons simplement que l'on introduit de temps en temps des signaux destinés à assurer une détection des erreurs. Ces erreurs sont en fait peu nombreuses mais toujours possibles. Les erreurs seront corrigées à la lecture avant la conversion.

Le synoptique du lecteur est donné sur la figure 4. La tête de lecture optique OPU donne un signal complexe divisé en trois parties, la voie supérieure permet la démodulation du signal audio que l'on retrouve sur deux sorties gauche et droite, la voie intermédiaire permet une correction de la position verticale de l'objectif tandis que le dernier assure le positionnement radial du capteur.

Le système de décodage audio donne également une information sur la vitesse linéaire de lecture, le moteur ne tourne pas à la même vitesse, lorsque le diamètre de la spire en cours de lecture est faible, on augmente la vitesse de rotation, cette augmentation de vitesse permet d'éviter un tassement excessif des informations sur le disque.

## Les avantages du numérique

Le Compact Disc de Philips comporte 6 millions d'informations. Ces informations sont inscrites en tout ou rien. Le tout ou rien a l'avantage de permettre une détection d'erreurs et du bruit de fond et de les éliminer, un système à seuil suffit. La définition choisie par Philips pour ce système grand public est de 16 bits ce qui donne une définition suffisante, même à faible niveau. Avec ces 16 bits, un rapport signal/bruit de 90 dB peut être assuré, ce qui garantit un silence total en absence de musique (avec un bruit de fond ambiant de 40 dB, on pourrait reproduire la musique avec un niveau maximal de 130 dB ce qui excède les possibilités d'une écoute en appartement, même bien isolé.

Le système est insensible aux rayures, ces dernières sont à la surface du disque, par conséquent elles ne sont pas prises en compte par le système optique qui, en fait, travaille à l'intérieur du disque.

Cette sensibilité est limitée, on parle d'une mise en défaut du système avec du rouge à lèvres, essayez donc de lire un disque 30 cm classique passé au rouge à lèvres !

Les irrégularités mécaniques du système de transcription sont nulles, le pleurage, le scintillement sont éliminés par les systèmes de mémoire interne dont la lecture est synchronisée par une horloge. Le ronronnement des tourne-disques classiques est transposé sous forme d'une erreur de concentration du faisceau compensé par un asservissement, il ne se traduit pas ici par un bruit de fond. De même, les effets microphoniques ne peuvent être traduits analogiquement sur les sorties. La taille du disque est d'ailleurs favorable à une réduction de l'influence de ces bruits !

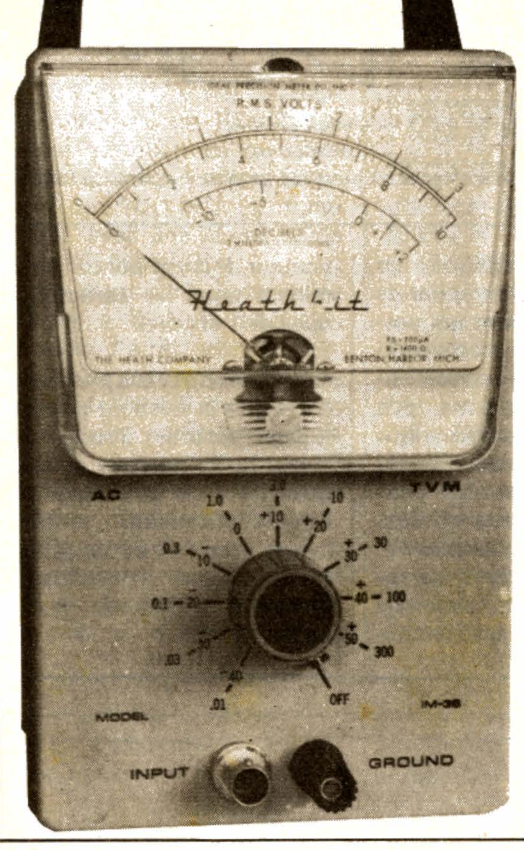
La séparation des voies est celle de l'électronique de sortie, c'est en fait l'électronique d'amplification qui contribuera le plus à la réduction de la séparation des voies. L'apparition du disque compact numérique, le vrai, va donc entraîner une recherche d'améliorations au niveau de l'électronique...

## Conclusion

Le numérique est là, ou presque, c'est pour demain, un demain qui est tout de même éloigné de quelques années encore. Nous ne pouvons que souhaiter une standardisation internationale sur un procédé optique, c'est le meilleur. Si vous voulez vous équiper, en tourne-disque, vous pouvez encore le faire, les deux systèmes coexisteront certainement pendant longtemps, il restera toujours des disques 30 cm à lire. Rassurez-vous aussi, ces lecteurs optiques délivreront des signaux digestes pour les électroniques actuelles, par conséquent, il ne sera pas nécessaire de changer toute votre installation lorsque ces lecteurs seront disponibles. Il ne reste plus qu'à attendre le premier échantillon pour le tester, un test qui sera sans doute très difficile. Il nous faudra des disques de mesure un peu spéciaux, sans doute ceux là seront-ils produits à leur tour. Il ne reste plus qu'à effectuer les enregistrements en numérique pour bénéficier de la plupart des avantages du Compact Disc.

E.L.

# CONSTRUCTION D'UN
# MILLIVOLTMETRE A.F
# A LARGE BANDE




## et modernisation d'un appareil à tubes

ON ne saurait trop vanter les mérites d'une bonne mesure pour réaliser la mise au point d'un montage en audio-fréquences en lieu et place d'une appréciation sonore purement subjective qui ne permet pas, par ailleurs, de déterminer sans erreurs les caractéristiques de ce montage afin d'en améliorer les performances.

Tout amateur, désireux d'aller plus loin que ne l'y autorise son oreille, réalisera ou fera l'acquisition d'un bon générateur AF, dont le complément indispensable est un millivoltmètre à large bande.

Nous avons eu l'occasion de proposer la réalisation d'appareils simples, complémentaires du multimètre d'atelier. Cette instrumentation permet de faire des contrôles de routine sur un équipement existant, de procéder à un dépannage banal, ou d'aider à la mise au point de montages simples.

Les plus exigeants désireront réaliser des mesures plus sophistiquées telles que le réglage de l'oscillateur de polarisation d'un magnétophone performant, la mesure du niveau de bruit d'un amplificateur, etc.

L'utilisation d'un bon oscilloscope est, certes, souhaitable car elle peut donner une quantité appréciable d'informations, mais cela suppose un appareil correctement calibré, en tension notamment, donc onéreux, et qui n'indiquera, de toutes façons, que des valeurs de crête.

Le millivoltmètre efficace à large bande, complétant ou non les indications de l'oscilloscope, permettra donc de constituer un banc d'essai très apprécié des amateurs de techniques et de mesures précises : le choix portera sur un appareil sensible à impédance d'entrée élevée, passant au moins le mégahertz.

Or, quiconque souhaite s'équiper d'un tel matériel de mesure plus performant pourrait penser que cela n'est possible qu'avec un apport financier important, ce qui peut en rebuter certains. Nous cherchons à démontrer ici que ce n'est nullement le cas et, qu'au prix d'un soin particulier, mais à la portée de la plupart des amateurs, on peut entreprendre avec succès la réalisation d'un appareil intéressant répondant aux souhaits les plus difficiles, sans investissement très onéreux.

Deux solutions seront proposées : l'une fait principalement appel à des composants actifs discrets, l'autre à des circuits intégrés. Une application typique est donnée dans ce dernier cas par la transformation à « l'état solide » d'un bon appareil à tubes du commerce ; ceci pourra peut-être donner quelques idées aux lecteurs qui possèdent un matériel à rénover du même type que le modèle cité ou récupéré aux surplus.

## Configuration générale

En consultant la figure 1, on peut y observer la configuration d'un millivoltmètre AF à large bande, telle que nous la concevons, et de faire une comparaison avec celle d'un appareil plus banal.

Dans ce dernier cas (fig. 1a), l'atténuateur d'entrée est placé devant un amplificateur à grand gain et à impédance aussi élevée que possible, ce qui implique que la somme des résistances de l'atténuateur ait également une valeur élevée. Ceci peut poser le problème de la compensation de l'affaiblissement apporté, aux fréquences élevées, par la combinaison d'une ou plusieurs résistances d'entrée (selon la gamme choisie) avec la capacité d'entrée de l'amplificateur. On dispose, pour cela, un condensateur de valeur appropriée en parallèle sur chaque résistance d'atténuateur. Plus les gammes sont nombreuses et plus le nombre de capacités de correction est important. La détermination des valeurs des capacités de correction est délicate dans le cas où l'on souhaite étendre la bande au-delà de 50 kHz, et l'on aboutit souvent à des irrégularités de la courbe de réponse globale.

Un autre aspect est la difficulté de combinaison d'un amplificateur à grand gain et d'un redresseur à diodes avec l'introduction d'une rétroaction négative pour obtenir un redressement sans seuil à large bande. Cet ensemble, en effet, aura une bande passante d'autant plus élevée que sa sensibilité sera faible (produit gain × bande constant). De la sorte il n'est guère possible de dépasser une largeur de bande de 50 kHz sans affaiblissement avec un amplificateur opérationnel performant du genre Bifet en liaison avec un galvanomètre de 100 $\mu$A. Là aussi on doit introduire des corrections, parfois au détriment de la linéarité (fréquence et amplitude), pour élargir la bande passante.

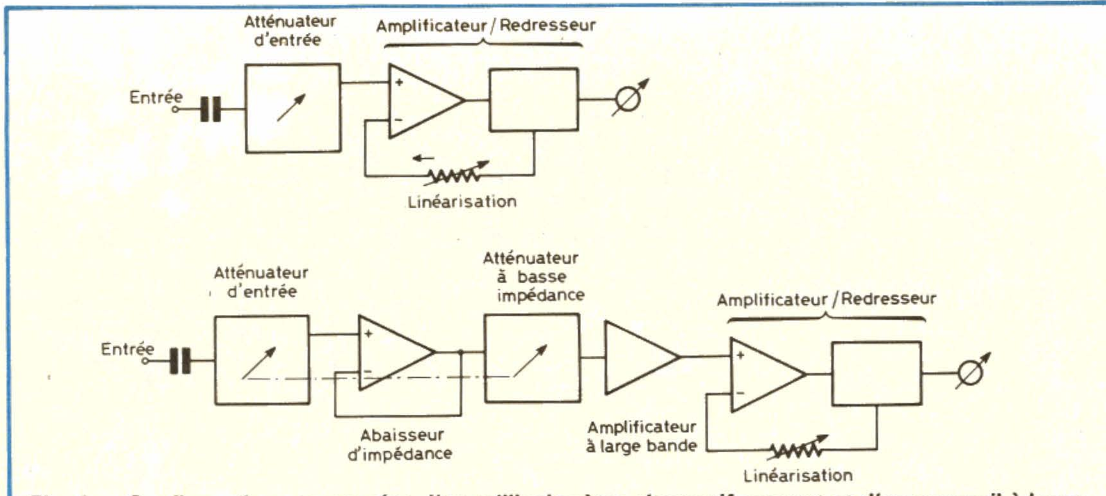



**Fig. 1. – Configurations comparées d'un millivoltmètre alternatif courant et d'un appareil à large bande et à faible impédance d'entrée.**

Le millivoltmètre plus évolué que nous proposons comporte un plus grand nombre de parties (fig. 1B). L'atténuateur de gammes a été séparé en deux sections liées par un étage abaisseur d'impédance à gain unitaire (donc à très large bande). La première section (atténuateur d'entrée) ne comporte que deux résistances, faciles à compenser, dont une seule a une valeur élevée (le rapport d'affaiblissement est de 1/100 ou 1/1 000).

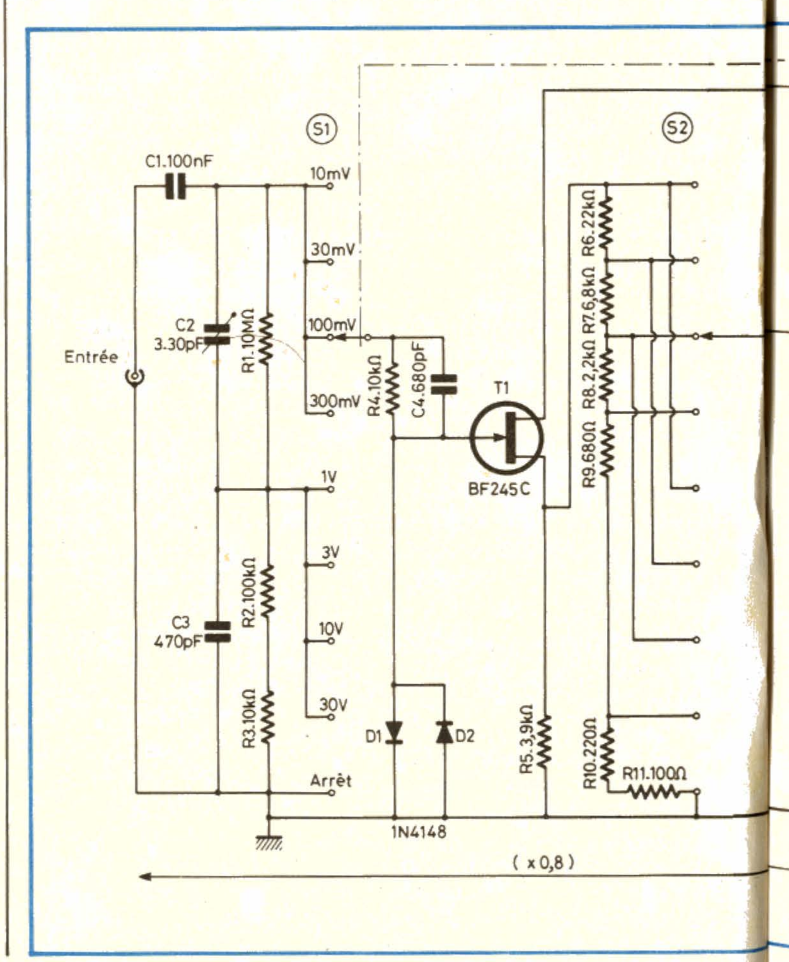
L'étage abaisseur d'impédance est choisi pour sa faible capacité d'entrée, sa résistance d'entrée très élevée et sa faible (ou moyenne) impédance de sortie. Cette configuration, qui améliore sensiblement les performances, peut être obtenue par un étage d'entrée à transistor à effet de champ ou par un amplificateur opérationnel monté en suiveur, de préférence du type Bifet.

La seconde section d'atténuation comporte des résistances de valeurs relativement faibles qu'il n'est pas utile de corriger. La commande unique des deux sections d'atténuation permettra d'obtenir facilement un grand nombre de gammes.

Une autre caractéristique du montage évolué est de faire appel à un amplificateur/redresseur linéarisé à faible sensibilité (donc à forte rétroaction négative) pour obtenir une bande élargie.

Dans ces conditions, on utilise un étage à large bande et à grand gain dont les performances pourront être optimisées pour l'application requise. Le fait de ne pas inclure cet amplificateur dans la boucle de rétroaction du redresseur peut paraître critiquable : en fait, dans ce cas, les rotations de phase créeraient des « accidents de réponse » qu'il vaut mieux ne pas avoir à corriger. L'amplificateur à large bande déterminera donc les caractéristiques de l'appareil.

On observera, d'autre part, que la mise au point du millivoltmètre évolué est assez facile puisque chacune des parties principales : ampli/redresseur, ampli à large bande et atténuateur/abaisseur d'impédance, peut être réglée ou vérifiée séparément.



## Première application : un millivoltmètre AF transistorisé

Le schéma en est présenté sur la figure 2.

Cet appareil, facile à mettre au point, a une bande passante qui s'étend de 5 Hz à 1,5 MHz (à ± 1 dB) et de 8 Hz à 800 kHz (à ± 0,2 dB). Il a une sensibilité maximale de 10 mVeff à pleine déviation du galvanomètre et une résistance d'entrée de 10,1 MΩ. Il fonctionne avec une alimentation de 9 V à faible débit.

On a prévu 8 gammes de 10 mV à 30 Veff (plus une position d'arrêt) avec la possibilité de faire une échelle en décibels (10 dB par gamme) en réalisant un étalonnage de cadran dans le rapport $\sqrt{10}$ d'une gamme à l'autre ainsi qu'une graduation en dB. Ceci permet d'obtenir un bon recoupement de gammes et facilite l'évaluation de valeurs de gain ou d'affaiblissement directement en décibels (0 dB = 1 mV/600 Ω, soit 0,77 Veff).

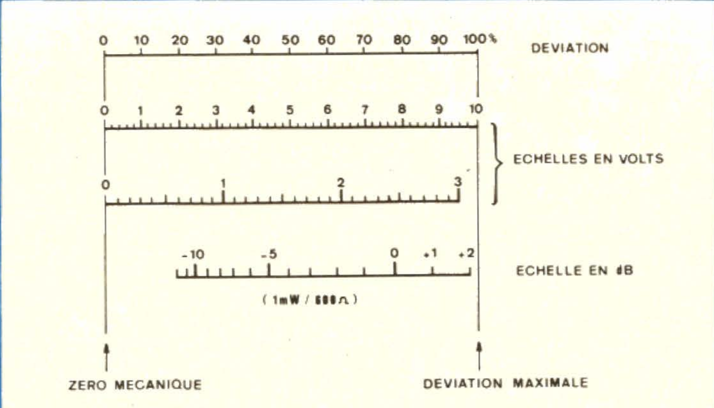



**Fig. 3. – Etalonnage des échelles d'un micro-ampèremètre en volts et en décibels.**

L'idéal serait de prélever un galvanomètre ainsi étalonné sur un appareil de récupération. Sinon on choisira un bon micro-ampèremètre de 50 à 250 µA sur lequel il soit possible de démonter le cadran afin de procéder à son réétalonnage en s'aidant de l'abaque de la figure 3.

Le signal entre dans l'appareil à travers $C_1$ qui élimine le continu.

La première section d'atténuation $S_1$ comporte deux cellules corrigées $R_1/C_2$ (ajustable) et $(R_2 + R_3)/C_3$ (fixe). Avec les valeurs choisies, le rapport d'atténuation est égal à 1/100. Sur les 4 premières positions on obtiendra les sensibilités de 10 mV à 300 mV et sur les 4 autres 100 fois plus, soit de 1 V à 30 V.

L'étage abaisseur d'impédance est constitué par le transistor FET 1 monté en source suiveuse. Le signal en provenance du curseur de $S_1$ passe à travers un réseau de protection constitué de $R_4$ (corrigé par $C_4$) et des diodes tête-bêche $D_1$ et $D_2$. Ainsi, l'application accidentelle d'une tension élevée à l'entrée ne risque pas de détériorer le FET.

La tension d'entrée appliquée sur la grille de T1 se retrouve avec un très léger affaiblissement sur la source dont la résistance est constituée par la mise en parallèle de $R_5$ avec la somme des résistances de la seconde section d'atténuation $S_2$, soit $R_6$ à $R_{11}$.

Les valeurs des résistances de l'atténuateur ont été déterminées pour avoir un rapport voisin de $\sqrt{10}$ d'une gamme à l'autre. La combinaison de $S_2$ et de $S_1$ permet d'obtenir les 8 gammes avec seulement 6 valeurs de résistance assez faibles pour éviter une correction et assez élevées pour ne pas perturber le fonctionnement du FET dont la résistance de source est de 3,5 kΩ (3,9 kΩ en // avec 32 kΩ).

* Valeur susceptible d'être changée lors de la mise au point

○ Tension continue par rapport à la masse

**Fig. 2. – Schéma d'un millivoltmètre à transistors à redresseur linéarisé à Bifet.**

On choisira de préférence des résistances à couche métallique de précision 1 %. Cependant, si l'on dispose d'un ohmmètre précis (multimètre digital, par exemple), on pourra trier des valeurs à 1 % dans un lot de résistances à 5 % à couche carbone.

L'amplificateur à large bande a un gain de 100 (40 dB). Il comprend les étages $T_2$ à $T_6$ et est divisé en deux parties : la première confère un gain de 25 et la seconde de 4. Cette disposition est favorable pour assurer un produit gain × bande acceptable avec un faible niveau de bruit et une stabilité sans reproches.

Chacune de ces parties est constituée par un montage classique formé de deux transistors NPN ($T_3/T_4$ et $T_5/T_6$) montés en liaison directe avec une polarisation de la base du premier transistor prise sur l'émetteur du second. On sait que cette configuration assure une très bonne stabilité de fonctionnement en continu.

La résistance d'entrée de $T_3$, de l'ordre de 5 kΩ, n'est pas suffisamment élevée pour ne pas perturber la précision des gammes, de sorte qu'il a été nécessaire d'abaisser l'impédance de la transmission au moyen de l'émetteur-suiveur $T_2$, dont la résistance d'entrée est supérieure au MΩ. Ainsi le condensateur de liaison $C_5$ peut être de valeur relativement faible sans nuire à la transmission des fréquences basses.

Il n'en est pas de même pour $C_7$ (liaison $T_2$-$T_3$) et $C_9$ (liaison $T_4$-$T_5$), où les impédances sont nettement plus faibles.

Le couple $T_3/T_4$ (gain 25) détermine la bande passante effective de ce montage qui peut être optimisée au moyen d'un découplage de l'émetteur de $T_1$ par $C_8$. L'émetteur de $T_4$, au contraire, n'est pas découplé, ce qui procure une rétroaction négative limitant le gain à la valeur souhaitée en assurant une largeur de bande convenable.

On notera les valeurs relativement faibles des résistances de collecteur de $T_3$ ($R_{15}$) et de $T_4$ ($R_{19}$) qui concourent aussi à élargir la bande.

Le couple $T_5/T_6$ a une configuration légèrement différente puisque la sortie sur l'émetteur de $T_6$ est à très basse impédance. Ainsi le gain est porté à 4 avec une régularité de réponse en fréquence qui ne nécessite aucune correction.

L'étage à redressement linéarisé aurait pu être construit avec des transistors. Toutefois, la simplicité de réalisation obtenue avec un amplificateur opérationnel à Bifet, maintenant assez répandu, nous l'ont fait finalement retenir.

Puisque la source de tension de 9 V est unique, nous avons opté pour une symétrisation de l'alimentation du Bifet $IC_1$ à ± 4,5 V au moyen des résistances $R_{27}$ et $R_{28}$, découplées par $C_{12}$ et $C_{13}$, de façon à obtenir un point milieu M vers lequel retourneront les résistances des entrées de l'amplificateur opérationnel.

Le signal est appliqué sur l'entrée non inverseuse à travers $C_{10}$. Le potentiel de cette entrée est fixé, en continu, par $R_{24}$ de 1 MΩ.

La sortie basse impédance est envoyée vers un pont redresseur à 4 diodes germanium dans la diagonale duquel est disposé le microampèremètre de 100 μA.

La sortie du pont revient vers l'entrée inverseuse, laquelle est réunie à M à travers $R_{26}$ (fixe) et $R_{25}$ (ajustable). Ainsi, en dosant, la rétroaction négative, on pourra ajuster la sensibilité du redresseur à la valeur vou-

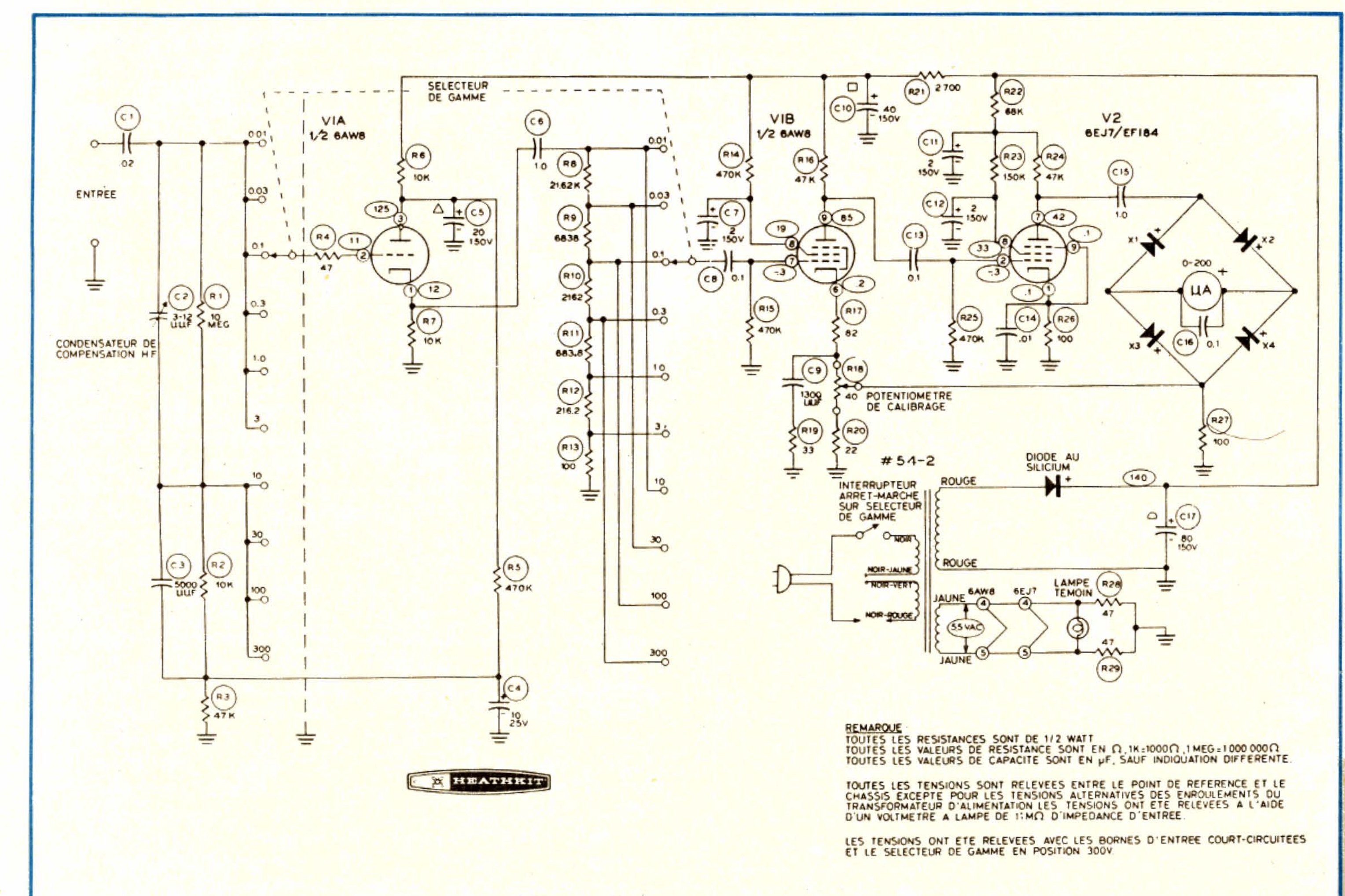



**Fig. 4. – Voltmètre amplificateur alternatif Heathkit IM21E.**

lue (TARAGE). Le gain optimisé se situe au voisinage de 2.

Un réglage d'offset est également disposé pour annuler complètement la composante continue qui pourrait apparaître sur la sortie, lorsque l'entrée est nulle, et fausser les indications du micro-ampèremètre.

Il est pénible, aux fréquences voisines de 10 Hz, d'observer parfois un tremblement de l'aiguille de l'appareil de mesure. On peut éviter cet inconvénient en amortissant l'équipage mobile au moyen du condensateur $C_{11}$.

L'alimentation de l'appareil, fixée à 9 V, peut être constituée d'une pile alcaline de faible encombrement dont le débit maximal sera de 30 mA. On aura ainsi un appareil entièrement autonome. Mais il va de soi qu'une alimentation secteur pourrait être adaptée au montage. Les caractéristiques de gain ne sont pas modifiées si la tension continue varie de ± 10 %.

La calibration de l'appareil est assez simple. On commencera par effectuer le réglage d'offset en ajustant $P_1$ jusqu'à obtenir une déviation nulle du micro-ampèremètre lorsque l'entrée de l'appareil est en court-circuit avec la masse.

Le tarage du gain peut se faire à partir d'une source de tension de quelques volts à 50 Hz obtenue au secondaire d'un petit transformateur chargé par un potentiomètre. Il est alors facile de contrôler la valeur de cette tension en utilisant un multimètre d'atelier en voltmètre alternatif. Soit une tension de 1 V efficace ainsi obtenue.

$C_2$ est ajusté à mi-course. Le commutateur de gammes est positionné sur 1 V et $R_{25}$ est réglé jusqu'à obtenir une pleine déviation du micro-ampèremètre.

Avec les valeurs portées sur le schéma, on devrait obtenir un réglage du curseur de $R_{25}$ sensiblement au milieu de sa course. S'il en était autrement il serait nécessaire de changer la valeur de $R_{26}$ suivant la résistance interne du galvanomètre.

Si l'on dispose d'un générateur BF dont la tension est connue, on pourra régler la compensation de l'atténuateur $S_1$ de la façon suivante : ajuster la fréquence du générateur à 10 kHz et sa tension à 300 mVeff, positionner le millivoltmètre sur la sensibilité 300 mV. Si l'étalonnage est correct, on doit observer une pleine déviation. Passer ensuite sur la gamme 1 V sans changer la tension du générateur : si l'indication est différente de 0,3 V, retoucher $C_2$ de façon à obtenir exactement cette valeur.

Les techniciens avertis qui souhaiteraient optimiser la bande passante pourraient modifier la valeur de $C_8$ de façon à avoir une courbe de réponse aussi plate que possible.

Lorsque l'appareil est correctement réglé, la tension alternative obtenue sur l'émetteur de $T_6$ est de 800 mVeff pour une déviation maximale du micro-ampèremètre.

C'est dans ces conditions que l'on obtiendra une bande passante correcte sur le redresseur linéarisé.

La précision globale que l'on peut espérer atteindre dépend de la qualité des composants utilisés et particulièrement des résistances de l'atténuateur. Avec des résistances à 1 % et un peu de soin dans la calibration on atteindra 2 à 2,5 % dans une plage de 10 Hz à 300 kHz au moins.

## Transformation d'un appareil à tubes

Possédant depuis plusieurs années un millivoltmètre à tubes donnant, d'ailleurs, entièrement satisfaction, l'idée nous est venue de le transformer en appareil à transistors ou à circuits intégrés sans altérer ses performances propres, mais de façon à lui ajouter certaines qualités que sa structure ne lui permettait pas d'offrir, en particulier :

– Une mise en état opérationnel rapide après l'allumage (l'échauffement relativement lent des filaments des tubes demandait un temps de 30 s.).

– La possibilité d'utiliser une alimentation autonome (la consommation des filaments et l'obligation de disposer d'une tension anodique ne le permettant pas).

– Un échauffement nul du montage (c'est une des qualités bien connues des appareils à structure à « état solide ») pour améliorer la stabilité.

La transformation d'un appareil à tubes ne peut valablement être entreprise que dans la mesure où sa configuration mécanique et électrique le permet. Dans l'exemple que nous citons, qui fait appel à un « voltmètre amplificateur alternatif » Heathkit IM21E (ou équivalent), cette opération s'est révélée assez facile.

L'intérêt d'une telle transformation, outre l'amélioration des performances qu'elle peut apporter, est la récupération de quelques éléments de la structure de départ :

– le coffret avec sa face gravée,

– le micro-ampèremètre avec son étalonnage de cadran en volts et décibels,

– les atténuateurs (sélecteur de gammes) avec leurs résistances de précision,

– le transformateur d'alimentation (éventuellement) et quelques composants.

On trouvera sur la figure 4 le schéma de l'appareil à modifier. Les techniciens y reconnaîtront l'archétype des montages de ce genre que l'on retrouve avec plus ou moins de sophistication sur les appareils datant au moins d'une quinzaine d'années.

L'appareil comporte trois tubes. V1 sert à abaisser l'impédance : c'est une cathode follower classique. Les deux sections d'atténuation sont donc bien différenciées. L'amplificateur qui suit a un produit gain × bande assez élevé, ce qui est courant avec les tubes, de sorte que les deux pentodes V1B et V2 peuvent être incluses dans la boucle de réaction négative de linéarisation du redresseur en pont. Un potentiomètre de tarage $R_{18}$ assure le réglage adéquat de l'amplification. Nous ne nous étendrons pas plus sur les autres détails de ce montage, ce qui déborderait du cadre de cet article, mais nous décrirons plus en détail les caractéristiques de la rénovation que nous avons entreprise.

On peut naturellement adopter le montage à transistors de la figure 2 en apportant les modifications suivantes :

– adaptation de l'atténuateur existant (limitation du nombre de gammes),

– modification de $R_{26}$ pour obtenir une calibration correcte du micro-ampèremètre existant,

– installation d'une alimentation basse tension secteur.

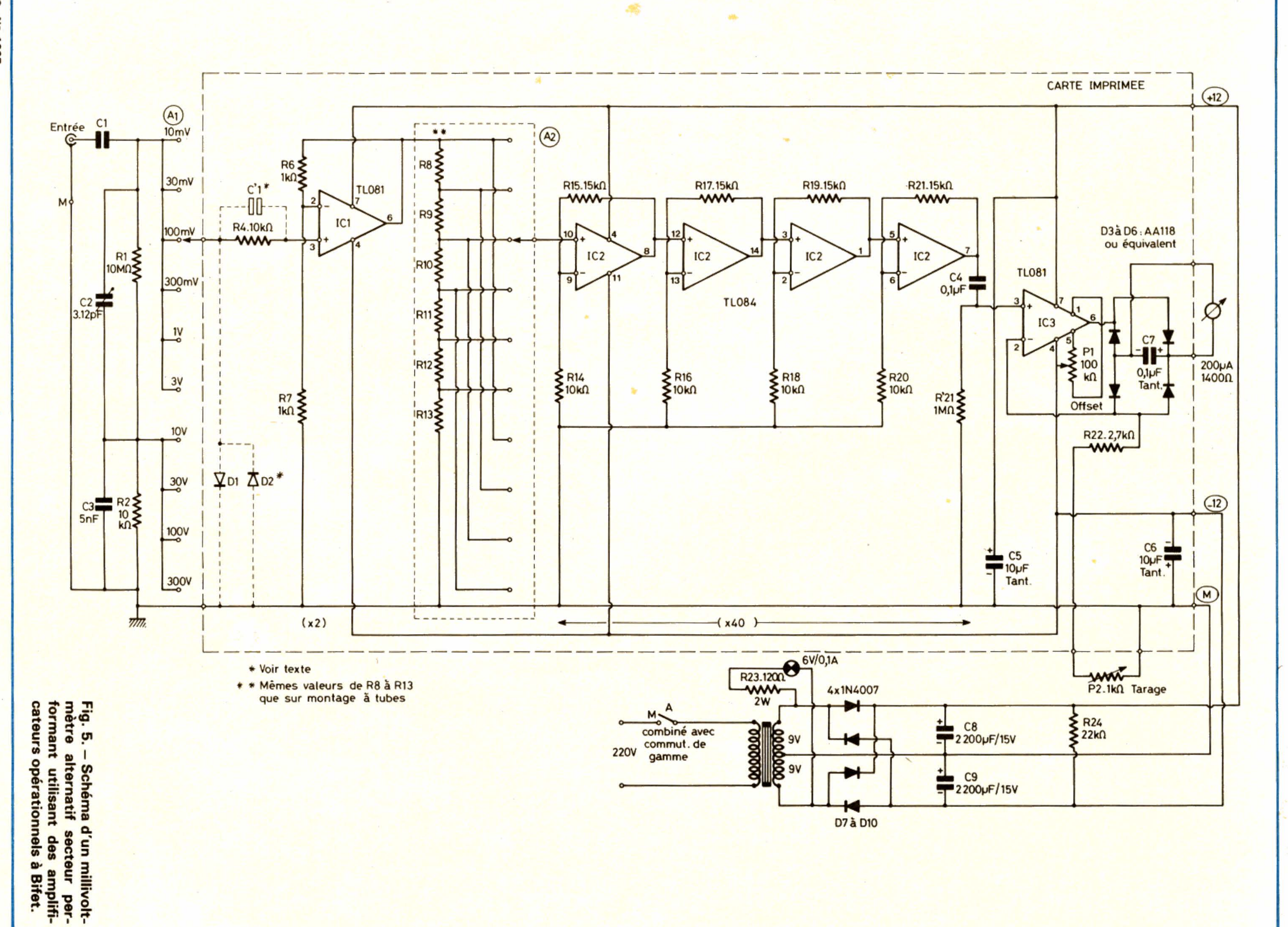
Cependant, nous avons pensé être plus exhaustifs en proposant une configuration mieux adaptée à la transformation en faisant exclusivement appel à des circuits intégrés.

## Seconde application : un millivoltmètre AF à circuits intégrés

Le schéma est présenté sur la figure 5. On peut y distinguer les parties essentielles comprenant les deux sections d'atténuation (identiques au dispositif à tubes), l'abaisseur d'impédance, l'amplificateur à large bande et le redresseur linéarisé.

L'ensemble a été conçu pour s'adapter le mieux aux éléments les plus nobles de l'appareil initial : l'atténuateur et le micro-ampèremètre étalonné de 200 µA. Accessoirement nous verrons qu'il est possible de récupérer le transformateur d'alimentation.

On a vu que, pour obtenir un fonctionnement correct en linéarité et en fréquence du redresseur, sensiblement du




* Voir texte

** Mêmes valeurs de R8 à R13 que sur montage à tubes

**Fig. 5. – Schéma d'un millivoltmètre alternatif secteur performant utilisant des amplificateurs opérationnels à Bifet.**

même modèle que celui que nous avons précédemment décrit, il était nécessaire de disposer d'un niveau à son entrée de 800 mVeff. Comme la sensibilité maximale de l'appareil est de 10 mVeff, il convient donc de disposer d'un gain global de 80.

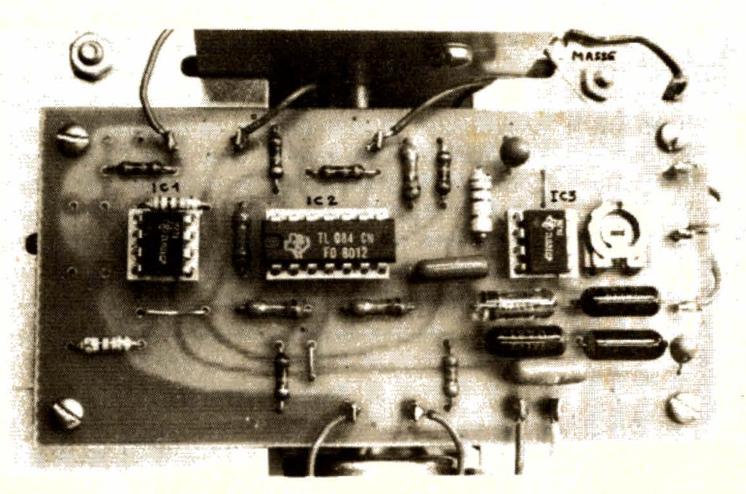
Nous avons choisi de réaliser un abaisseur d'impédance ayant un gain de 2 (6 dB) et un amplificateur à large bande au gain de 40 (32 dB), ce qui permet bien d'obtenir les 0,8 Veff sur la sensibilité maximale avec 10 mV à l'entrée.

L'abaisseur d'impédance IC1 utilise un amplificateur opérationnel à Bifet TL081. Le signal en provenance de l'atténuateur A1 est envoyé sur l'entrée non inverseuse, et un pont diviseur $R_6/R_7$ entre la sortie et l'entrée fixe le gain à 2, ce qui confère au montage une bande passante, sans correction, supérieure à 1,5 MHz à ± 1 dB.

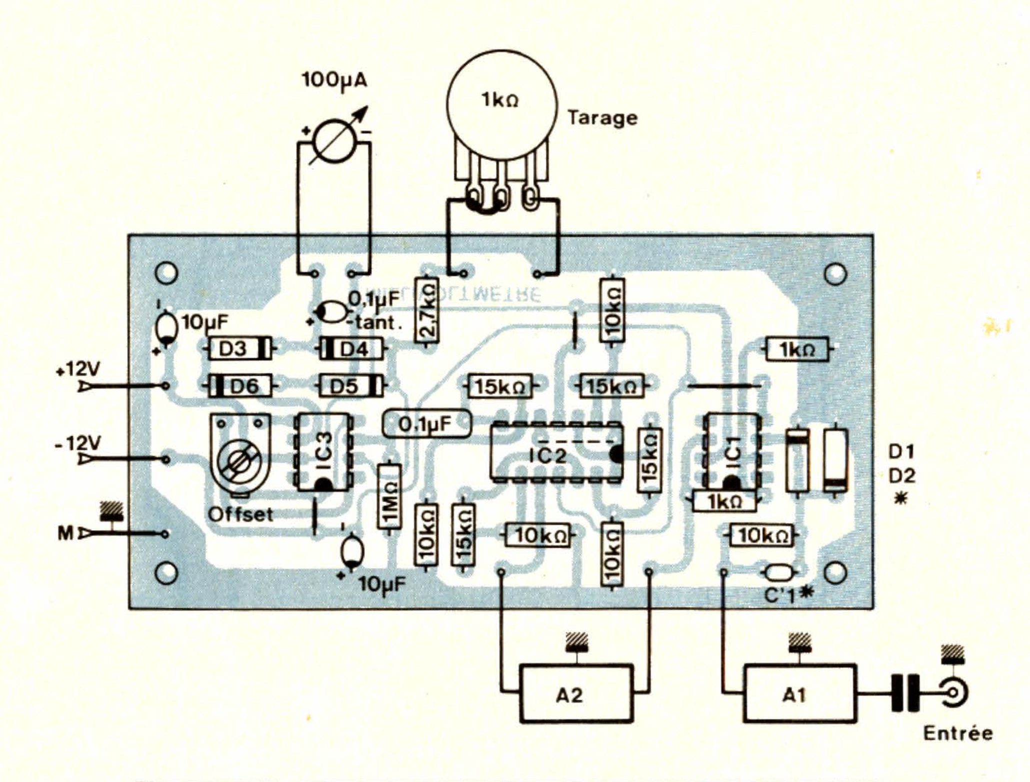
Pour permettre à ce montage d'être aussi universel que possible, nous avons prévu (en pointillé) de lui adjoindre un système de protection à diodes en tête-bêche $D_1$ et $D_2$. Il est à noter, cependant, que cette disposition ne peut convenir qu'à des appareils dont la tension à l'entrée de l'abaisseur d'impédance n'est pas supérieure à 300 mVeff, ce qui n'est pas le cas du voltmètre Heathkit.

Comme la mise sous tension est assurée par le commutateur unique en enclenchant d'abord la sensibilité 300 V, il y a peu de chances pour qu'une tension excessive à l'entrée puisse causer des dégâts. On peut toutefois, pour éviter un accident toujours possible, remplacer les deux diodes $D_1$ et $D_2$ en parallèle, par deux diodes Zener de 4,7 V montées en série et en opposition entre l'entrée (+) de IC1 et le commun.

La sortie de IC1 est directement réunie à la seconde section d'atténuation $R_8$ à $R_{13}$. En utilisant une alimentation symétrique, la tension continue de sortie est, en




**Vue de la carte imprimée fixée par entretoises à la partie inférieure de l'appareil.**



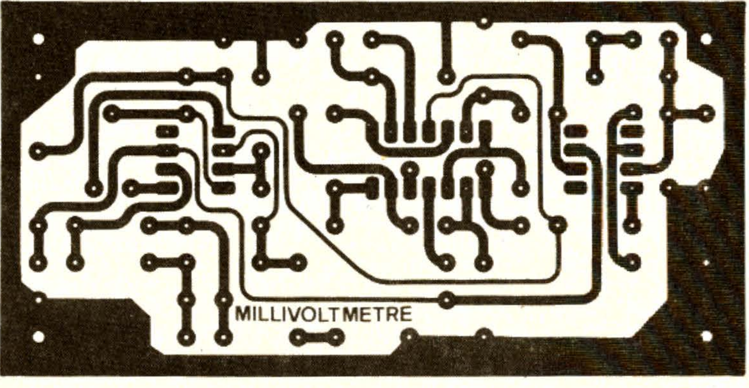




**Fig. 6. – Carte imprimée du millivoltmètre alternatif à Bifet. Voir texte : ces éléments ne conviennent pas au voltmètre Heathkit.**

effet, négligeable. Elle pourrait d'ailleurs être réduite à zéro, le cas échéant, par un réglage d'offset à ajouter.

L'amplificateur à large bande est obtenu par un système à « gain distribué » réalisé par la mise en cascade des quatre amplificateurs opérationnels Bifet contenus dans le boîtier d'IC2 (TL084). Cette configuration optimale permettra d'obtenir un produit gain X bande à peu près quatre fois plus élevé qu'avec un seul étage, chaque étage ayant un gain de $\sqrt[4]{40}$, soit environ 2,5 (8 dB). Ce résultat est atteint au moyen des ponts de résistances $R_{14}/R_{15}$, $R_{16}/R_{17}$, $R_{18}/R_{19}$ et $R_{20}/R_{21}$. On a ainsi une bande passante de 1,5 MHz à ± 1 dB avec une impédance d'entrée élevée et sans corrections extérieures. Comme le gain par étage reste faible, aucune instabilité n'est à craindre.

La liaison entre la sortie de l'amplificateur à large bande et l'entrée du redresseur se fait par condensateur pour éviter qu'une composante continue trop importante ne donne une déviation permanente du micro-ampèremètre, impossible à corriger par le réglage d'annulation de tension d'offset sur IC3.

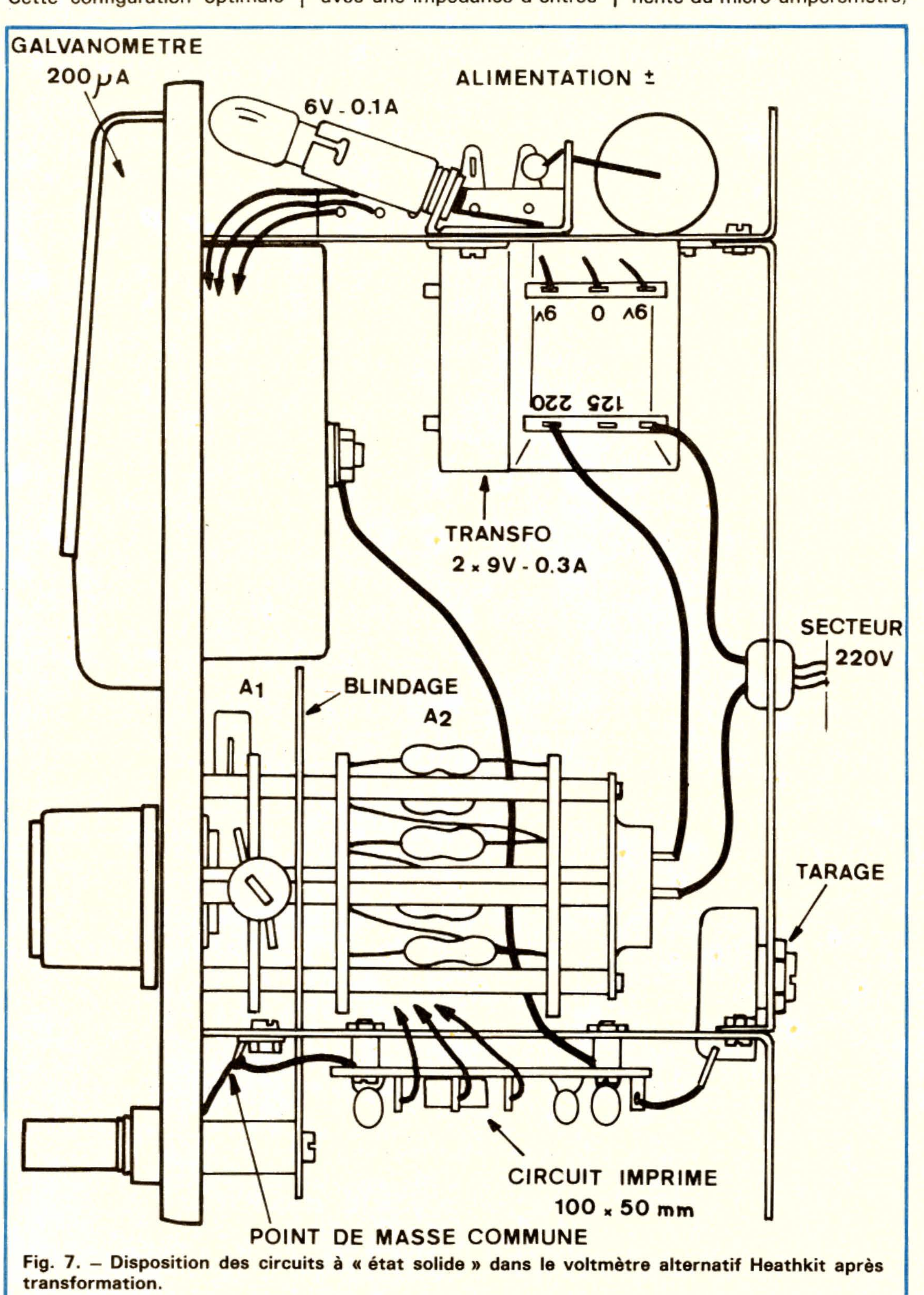



**Fig. 7. – Disposition des circuits à « état solide » dans le voltmètre alternatif Heathkit après transformation.**

Le redresseur est très voisin de celui que nous avions décrit dans le paragraphe précédent. Il est adapté à un micro-ampèremètre de 200 μA de 1 400 Ω de résistance interne. Au cas où la calibration ne pourrait être obtenue, il conviendrait de modifier la valeur de $R_{22}$ jusqu'à obtenir satisfaction.

Les diodes germanium du pont pourront, le cas échéant, être récupérées (avec les précautions d'usage) sur le montage initial à tubes.

L'alimentation est symétrique pour des raisons de facilité de câblage. Elle a été choisie de ± 12 V pour éviter une saturation d'IC1 lorsqu'on est sur la gamme 3 V. Dans ce cas, en effet, la tension crête de l'abaisseur d'impédance devient :
$3 \times 2\sqrt{2} \times 2 = 17$ V, ce qui reste compatible avec une alimentation de 24 V (± 12 V), mais ne conviendrait pas à une alimentation de 18 V (± 9 V).

Pour obtenir ce résultat, on a fait appel à un petit transformateur de 220 V/2 × 9 Veff, 300 mA, qui permet de fournir, par le redresseur à 4 diodes en éléments discrets ou en pont moulé, les tensions symétriques souhaitées. Le filtrage, par $C_8$ et $C_9$ sera complété par l'action de découplage de $C_5$ et $C_6$ (tantale) situés près des circuits d'amplification. On conservera le voyant 6 V (0,1 A) en disposant $R_{23}$ en série (2 W) pour abaisser la tension.

La réalisation de la carte imprimée de 50 × 100 mm (fig. 6) ne présente aucune difficulté car la densité de composants y est relativement faible. Les entrées et sorties ont été disposées de façon à obtenir des liaisons courtes sur le voltmètre Heathkit. Un seul potentiomètre d'annulation de tension d'offset est prévu sur IC3, mais la place disponible sur cette carte aurait permis d'en mettre également un

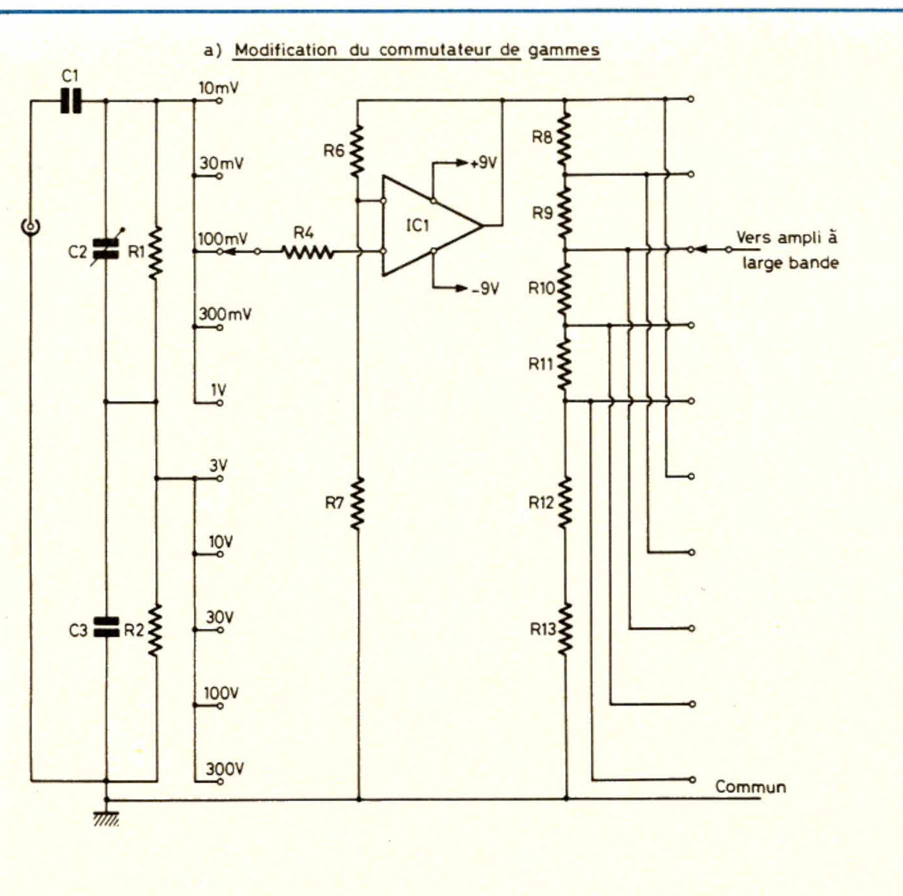
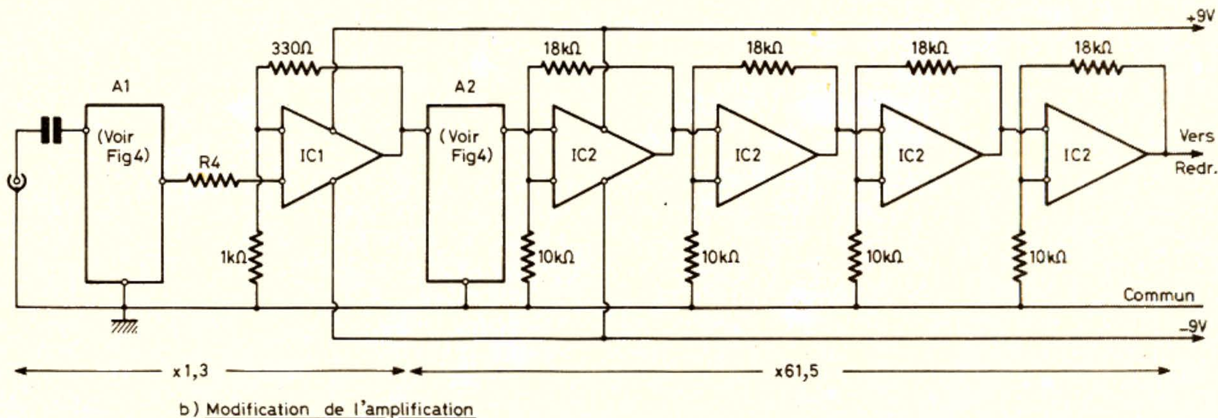



Fig. 8. – Modifications pouvant convenir à une alimentation à piles (± 9 V).




pour le contrôle d'offset d'IC1.

La figure 7, enfin, indique la disposition des principaux circuits du montage. Le transformateur d'alimentation est fixé en lieu et place de l'ancien, et les circuits de redressement et de filtrage sont installés sur des relais en câblage conventionnel à la partie supérieure.

Le circuit imprimé est fixé par quatre entretoises de ⌀ 5 mm à la partie inférieure (trous de ⌀ 3,5 mm à prévoir). Le câblage n'est pas trop critique, on veillera cependant à ne réunir le commun à la masse qu'à l'endroit indiqué sur la figure. Les interconnexions entre la carte et l'atténuateur (de part et d'autre du blindage) seront aussi courtes que possible.

La calibration se fait de la même façon que pour le montage à transistors : compensation de la tension d'offset, vérification de chaque partie et réglage global en utilisant une source de 50 Hz tarée à 1 Veff au multimètre, enfin compensation en fréquence (position 10 V) au moyen d'une source de 1 kHz ou 10 kHz par réglage de $C_2$.

## Utilisation d'une source de tension d'alimentation de 9 V

Dans certains cas où l'on fait appel à des piles il est plus facile d'adopter une alimentation de ± 9 V. Mais si l'on se réfère au circuit Heathkit cité en exemple, on risque, comme on l'a indiqué plus haut, d'introduire une saturation de l'étage d'entrée sur la gamme 3 V, qui invalide la lecture sur cette gamme.

Pour pallier cet inconvénient, nous avons prévu deux possibilités de modification, présentées sur les figures 8a et 8b.

En 8a, on modifie les atténuateurs de façon à faire deux groupes de gammes l'un de 10 mV à 1 V, l'autre de 3 V à 300 V. Cette opération présente l'avantage de ne pas modifier la bande passante, typiquement égale ou supérieure à 1,5 MHz. Cependant elle oblige à intervenir dans le câblage du commutateur de gammes, ce

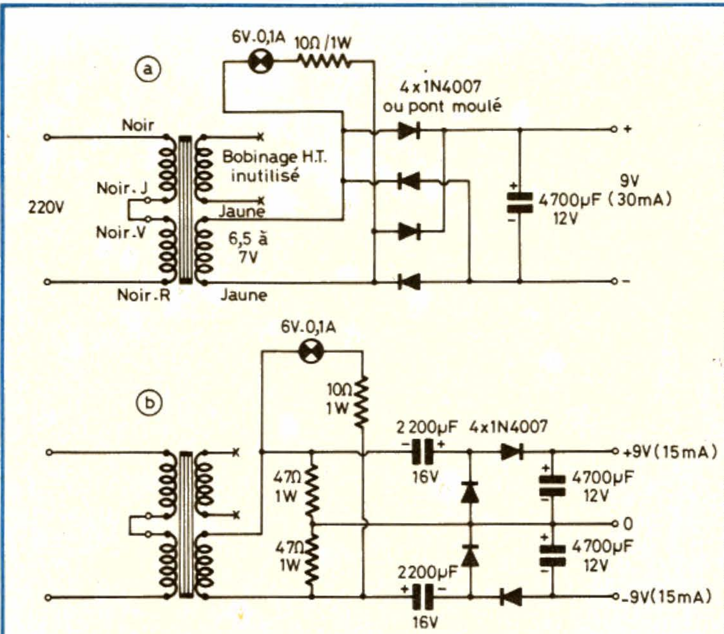



**Fig. 9. – Deux moyens de récupérer le transformateur d'alimentation du voltmètre Heathkit pour obtenir une source de tension continue de + 9 V ou de ± 9 V.**

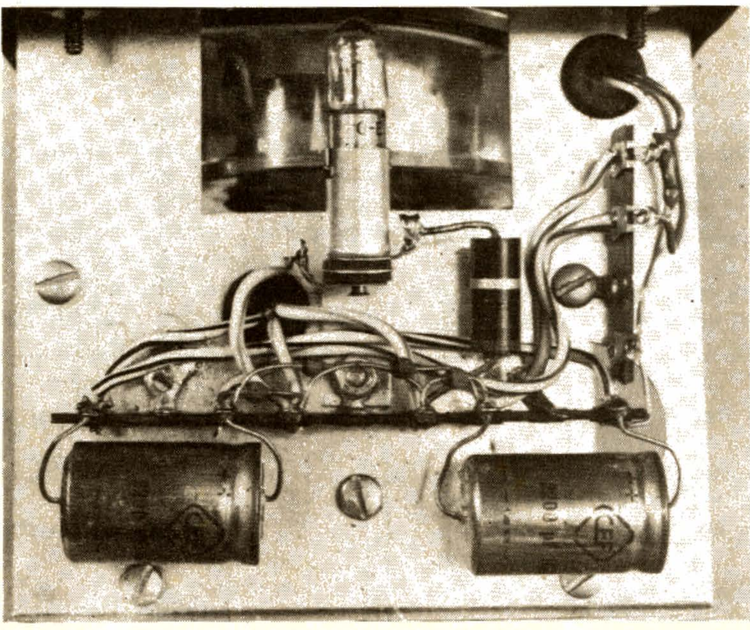


**Photo A. – Pont redresseur et filtrage ont été installés, en câblage traditionnel à la partie supérieure de l'appareil.**

qui constitue une opération délicate risquant d'entraîner la destruction ou la modification de valeur de résistances de précision.

En 8b, solution que nous préconisons, on augmente de 40 à 61,5 le gain de l'amplificateur à large bande, de façon à diminuer de 2 à 1,3 celui de l'abaisseur d'impédance. Le bilan global se traduit par une réduction de 33 % de la bande passante qui devient égale à 1 MHz (valeur pouvant encore convenir aux exigeants).

Il va de soi que si l'on utilise des piles miniatures de 9 V (même alcalines) il n'est pas question d'alimenter un voyant qui consommerait plus que l'amplificateur lui-même.

## Récupération du transformateur d'alimentation

Le transformateur du voltmètre Heathkit est prévu pour fournir une tension continue de 140 V et assurer l'alimentation, sous 5 Veff, des filaments des tubes et du voyant.

En utilisant des circuits « solides », la tension de 140 V n'est pas utilisée et le débit en basse tension est relativement faible, de sorte que la tension disponible au secondaire (fils jaunes) atteint 7 V, ce qui permet d'obtenir une tension continue de 9 V avec un débit pouvant atteindre 30 mA, pour une tension d'ondulation de 50 mV (fig. 9a). Cette configuration peut convenir au montage de la figure 2.

Pour disposer de tensions symétriques de ± 9 V avec un débit de ± 15 mA, on adoptera le montage de la figure 9b qui comporte deux montages doubleurs et un point milieu artificiel. On peut utiliser cette alimentation avec le montage de la figure 8b.

J.C.

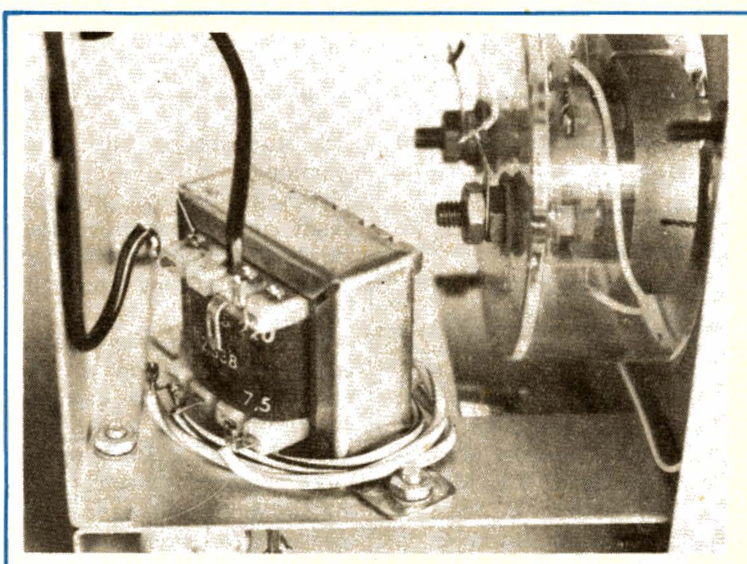


**Photo B. – Le transformateur d'origine a été remplacé par un modèle spécial basse tension.**

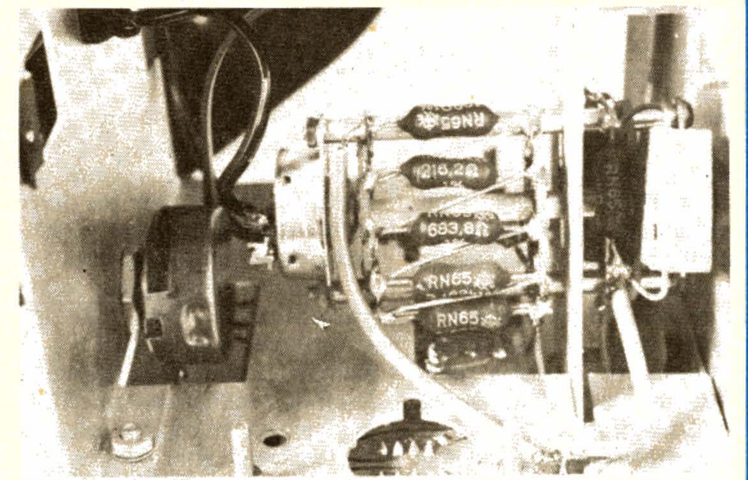



**Photo C. – Après modification, le compartiment atténuateur offre un volume qui pourrait être occupé par des piles.**

# REALISEZ
# UN FREQUENCEMETRE COMPTEUR UNIVERSEL

# LE TFX 3




**(6e partie – Voir Nos 1661, 1663, 1664, 1665 et 1666)**

## – VIII –

## Module 500 MHz

Prendre le CID dûment préparé. Faire la pose des composants en suivant la fig. 60. Le plan de masse et les pistes de masse du verso doivent être systématiquement reliés par les fils des composants qu'il faudra donc tous souder recto ET verso. Sauf pour les pattes du 11C90 qu'il ne faudra souder que verso. Noter la présence de deux ponts recto/verso supplémentaires à ne pas oublier. Surtout ne pas omettre le pont recto/verso constitué par le fil de masse du 47 nF découplant l'arrivée + 5 V. En effet ce pont assure la mise à la masse du picot 6 du 11C90.

Le 10 nF de liaison à la BNC est soudé en plaçant son corps entre la diode D supérieure et la 470 Ω dessinée. Les deux fils sont coupés à 5 mm environ.

Attention, car la 470 Ω n'est pas au recto mais au verso du CI.

Présenter le CID sur la face avant et préparer la diode LED pour qu'elle prenne sa place correcte. La souder dans le bon sens. Profiter de l'occasion pour préformer les fils du 10 nF d'entrée pour que le fil libre tombe juste sur le picot de la BNC. Déposer le CID.

– Souder un fil souple orange, marqué « e/50 » de 35 mm de long, avec cosse 13/10 à l'extrémité (côté cosses du commutateur).

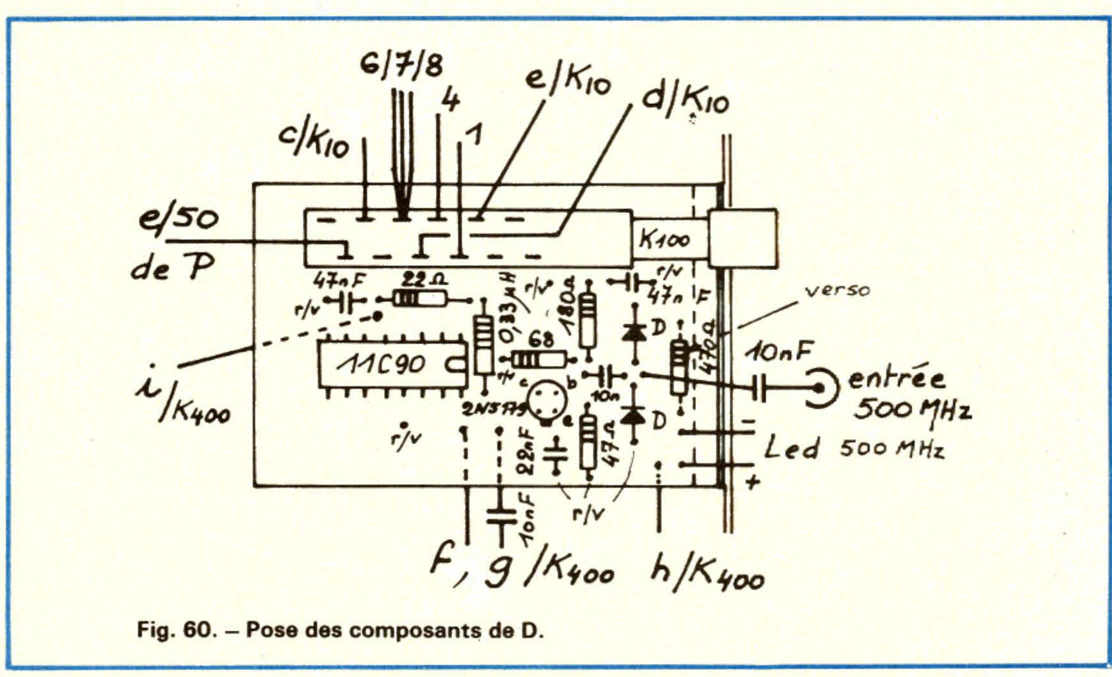



**Fig. 60. – Pose des composants de D.**

– Souder un fil rigide de 15 mm, au verso (i/$K_{400}$) pour le + 5 V. Dénuder l'extrémité.
– Si vous ne montez pas du tout le module 1,5 GHz, soudez le 10 nF de liaison entre le 2N5179 et le 11C90, directement sur le CI, comme le montre la photo . Sinon ne pas souder ce condensateur.

Installer définitivement D sur la face avant. Assurer tout de suite les liaisons préparées soit c, e et d venant de $K_{10}$. Voir le détail de la figure 61.

Préparer maintenant le connecteur mâle $C_2$, avec plaquette à pivots et cordon méplat à 8 fils. Prévoir une longueur de 12 cm.

Côté connecteur, dénuder les fils sur une très courte longueur : 1 mm environ, cela permettra de faire des soudures assez petites pour ne pas avoir à mettre de thermo rétractable, ce qui compliquerait le travail. Voir photo

Connecter le câble comme on le voit sur la photo et maintenir provisoirement le connecteur $C_2$ sur le blindage avec du scotch. Dans le sens de la photo, on doit avoir le fil 1 à gauche et le 8 à droite.

Chaque fil sera coupé à juste longueur, dénudé sur 2 mm et soudé au point convenable. La figure 61, montre parfaitement ces points de soudure.

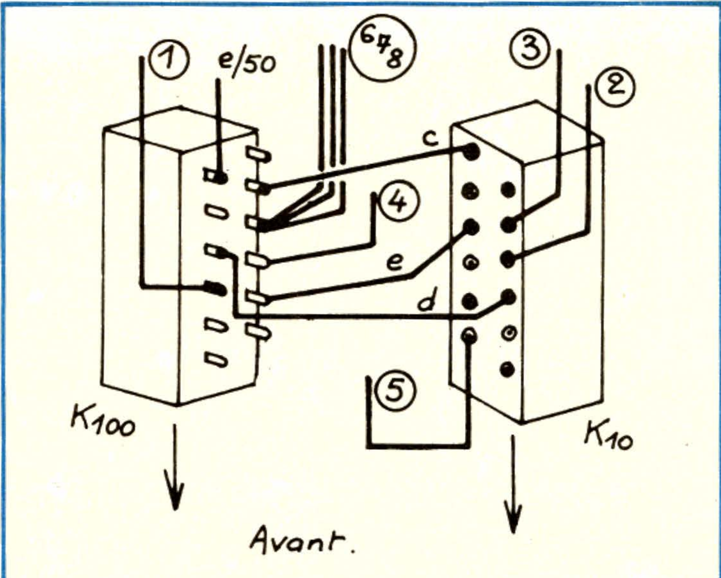



**Fig. 61. – Détail du câblage entre $K_{10}$ et $K_{100}$. Arrivée du câble méplat.**

Il faudra commencer par souder 6, 7 et 8, puis 4, qui se situent dans le fond du compartiment. Puis souder 3, 2 et 5, et enfin 1.

## – IX –

## Module 1,5 GHz

Prendre le circuit E prêt au câblage. Le commutateur $K_{400}$ est déjà monté.

Les points marqués « R » sur la figure 62 correspondent à des rivets tubulaires laiton de 1,5 mm. Percer le CI à ce diamètre. Si les rivets sont trop longs, les réduire à la lime douce pour avoir un corps de 2 mm environ. Placer les rivets, tête côté plan de masse. Les souder généreusement de ce côté et très légèrement de l'autre. Placer la 200 Ω en soudant ses fils pour que le corps soit à 2 mm du plan de masse. Préparer les chips. Pour souder ces petites bêtes :
– Etamer rapidement l'un des plots du CI en déposant une petite goutte de soudure.
– Poser le chip, une armature contre cette goutte de soudure et en le maintenant avec une tige.
– Réchauffer la goutte de soudure en même temps que l'armature du chip pour la souder.
– Souder normalement la seconde armature en allant très vite.
– Revenir éventuellement sur la première soudure si elle n'est pas suffisante. Voir photo

Poser maintenant les autres composants : la 470 Ω sous le commutateur, la 51 Ω avec le retour au plan de masse.

Le MC1697 a ses picots 1 et 8 soudés directement sur le plan de masse.

Signalons que le chip de sortie du 1697 pourrait être remplacé par un GFO soudé normalement sur le CI.

Les points marqués « r » sont à souder au recto, éventuellement au verso.

Si vous ne montez pas tout de suite le 1697, utilisez alors un support en bande du type Molex permettant des soudures aisées au recto.

Le relais est sur le circuit E, en version TCXO.

Pour la liaison d'entrée, la meilleure solution consiste à souder le chip 10 nF directement en haut de la patte du 1697 (picot 4). Le corps du chip étant dans l'alignement du plan des quatre picots 1 à 4. Sur l'autre armature du chip, souder une minuscule bande de clinquant de cuivre de 2 mm de large et juste assez longue pour rejoindre le

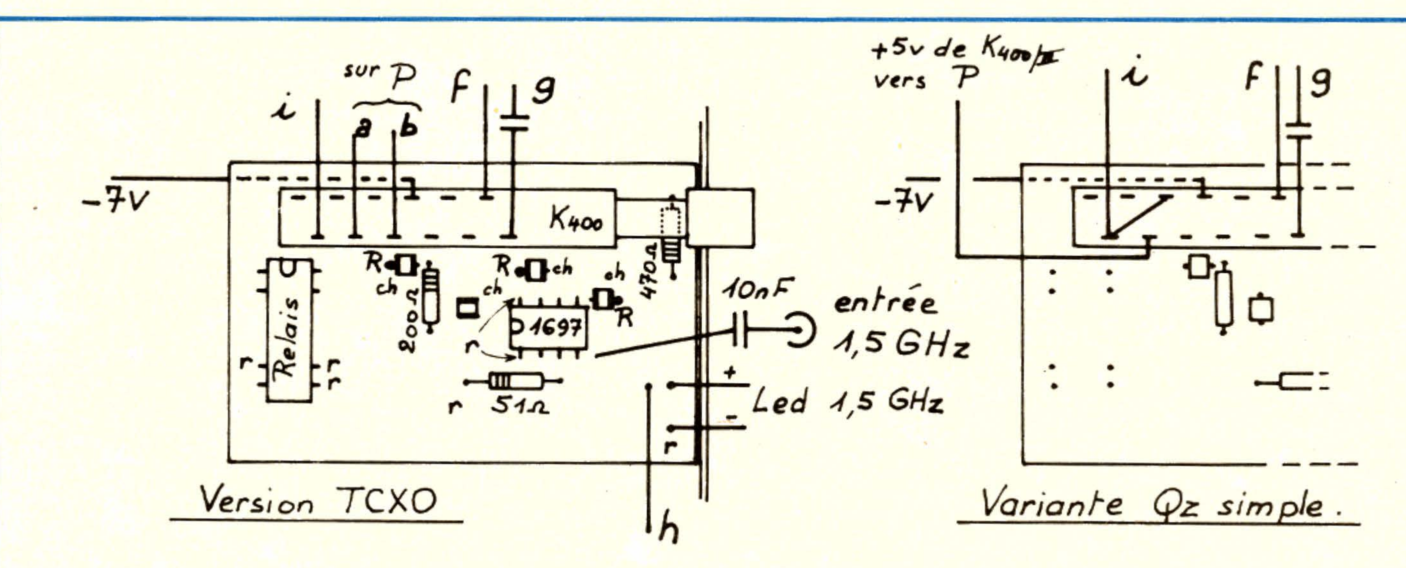



**Fig. 62. – Pose des composants de E.**
**N.B. Chips au verso. R de 24 kΩ entre picot 4 et – 7 V au verso.**

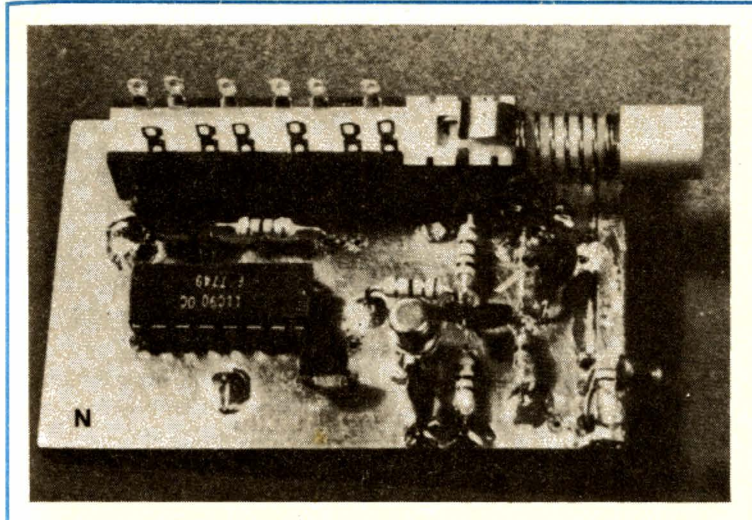



**Photo N. – Le circuit D de l'entrée 500 MHz.**

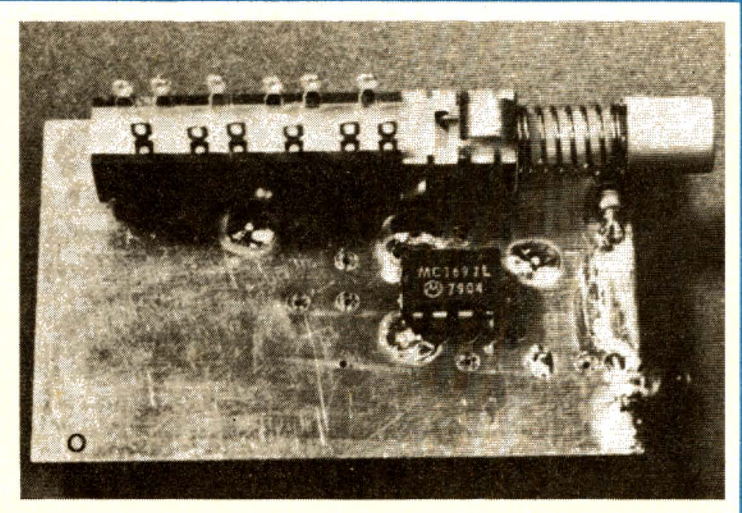



**Photo O. – Le circuit E de l'entrée 1,5 GHz en cours de montage. Le relais n'était pas prévu sur cette version.**

picot de la BNC, avec un soupçon de boucle pour donner un peu de souplesse à cette liaison et éviter le bris du chip en cas de torsion légère de E. Il faut en effet savoir que les chips sont relativement fragiles.

Pour cette liaison, il est possible aussi d'utiliser un condensateur céramique multi-couches, type disque. On redressera alors les fils, au préalable parallèles, pour les avoir dans le prolongement l'un de l'autre, perpendiculaires à leur direction initiale. Les fils sont coupés à moins de 5 mm. Le condensateur est alors soudé normalement sur le CI, au verso (un trou y est prévu à cet effet) et il rejoint le picot de la BNC. La liaison est alors ultra courte. C'est la solution qu'il faudrait adopter avec le support Molex.

Souder le fil h de 3 cm, extrémité dénudée. Souder la LED, fils bien en forme. Sur $K_{400}$, côté cosses :

– souder le fil f de 3 cm, extrémité dénudée ;

– souder le condensateur g de 10 nF, connexions dans le prolongement l'une de l'autre, longueur totale 25 mm, corps à 5 mm de $K_{400}$.

En version TCXO, souder les fils souples a et b, (L = 12 cm) torsadés avec cosses de 13/10, a est vert et b est bleu.

En version quartz simple, interconnecter les 2 cosses du fil i, comme cela se voit dans la variante de la figure 62. Souder un fil souple rouge de 25 cm de long, amenant le + 5 V vers le relais placé sur P, via $C_4$.

Enfin dans les deux cas, souder au verso de E, un fil souple violet de 13 cm, amenant le – 7 V. Le terminer d'une cosse 13/10.

Monter le module E sur la face avant. Bloquer sérieusement.

– Souder sur $K_{400}$, le fil i venant de D.

– Souder sur D, le fil f, puis le condensateur g. Voir figure 60.

– Souder le fil h sur D, en l'éloignant de l'entrée UHF.

– Souder enfin le condensateur d'entrée sur la BNC.

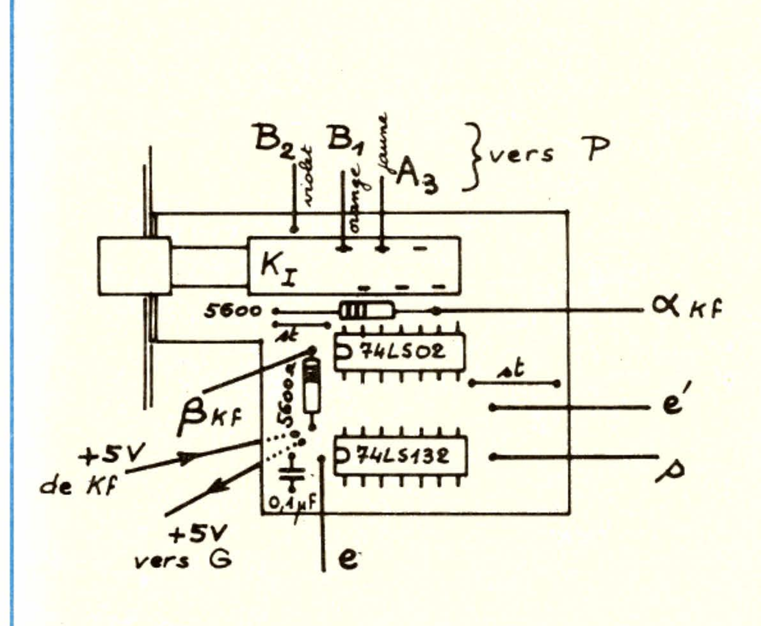



**Fig. 63. – Pose des composants sur F.**

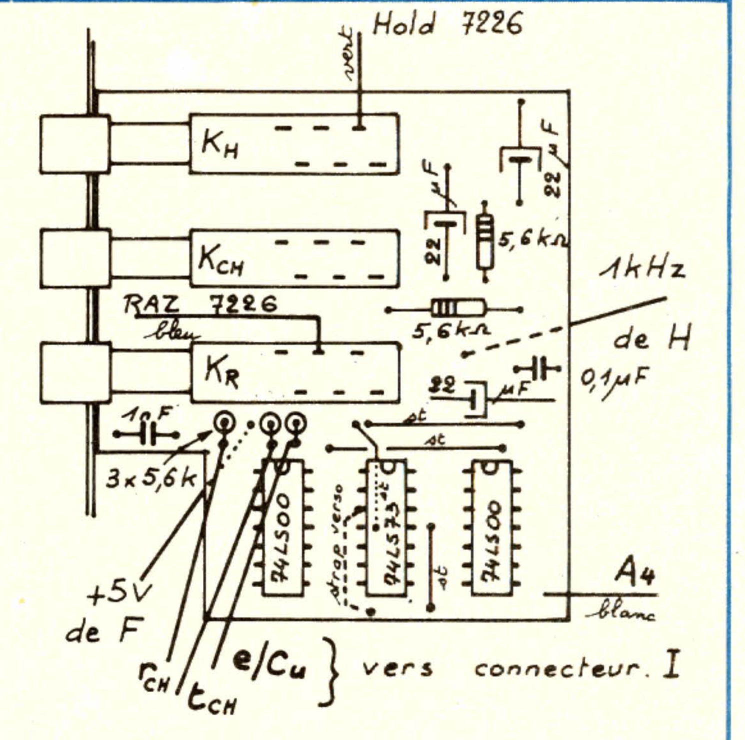



**Fig. 64. – Pose des composants sur G.**

## – X –

## Module impulsiomètre

Il s'agit d'un travail moins délicat. Voir figure 63.

Commencer par poser le commutateur $K_I$. Bien le centrer dans son ouverture, CI en place. Souder les deux straps. Souder les résistances, le condensateur et les circuits intégrés. Souder les liaisons $B_1$ (orange), $B_2$ (violet) et $A_3$ (jaune) en fils souples de 13 cm. Souder les fils rigides e' et s de 5 cm, extrémités dénudées. Souder le fil e, rigide de 2 cm, le fil $\alpha$ de 4 cm, le fil $\beta$ de 5 cm, même préparation. Ces deux derniers soudés directement sur les fils des résistances de 5 600 Ω.

Avant de poser le circuit F, repartir du + 5 V arrivant déjà sur I et souder un fil de 15 mm, dénudé à l'extrémité.

Poser F sur la face avant. Souder les fils et sur $K_{F/1/2}$. Ne pas oublier que $\alpha$ est relié à deux cosses de $K_{F/2}$ : $P_B$ et $T_B$.

Souder e et s sur I, puis e'.

Au verso de F, souder le petit fil + 5 V, que vous venez d'ajouter sur I. Repartir tout de suite du plot + 5 V de F, avec un autre fil de 6 cm, destiné à amener ce + 5 V sur la platine G.

## – XI –

## Module chrono/compteur

Se reporter à la figure 64.

Les trois commutateurs sont soigneusement soudés sur le CI/G, en accord avec les trous de la face avant. Attention, le commutateur $K_R$ ne doit pas avoir de verrouillage, car il fonctionne en poussoir simple. C'est d'ailleurs le seul du TFX3.

Souder les divers straps. On utilisera du fil isolé pour celui qui se place sous le 747S73, ainsi que pour celui qui se trouve au verso et que l'on soudera après pose des circuits intégrés.

Placer tous les autres composants.

Sur les fils des trois résistances de 5600 Ω (qu'il faut donc souder impérativement dans le sens de la fig. 64) souder 3 fils rigides de 25 mm, dénudés à l'autre extrémité.

Souder le fil souple $A_4$ blanc de 13 cm de long.

Sur $K_H$ souder le fil « hold », vert de 6 cm.

Sur $K_R$ souder le fil « raz », bleu de 5 cm.

Monter G sur la face avant.

Souder les trois fils venant des 5600 Ω sur les points $r_{CH}$, $t_{CH}$ et e/$C_u$ de I en se rappelant que la figure 57 est vue du côté des composants et non côté soudures.

Souder le + 5 V venant de F sur le plot convenable du verso.

Faire la liaison 1 kHz entre G et H avec du fil rigide et en suivant la barre supérieure gauche.

## – XII –

## Câblage final

Remonter le CI principal sur la face avant en le maintenant par ses trois points de fixation prévus. Ne pas oublier de connecter $C_1$ pendant la première phase de l'opération. Enlever le 7226A.

Faisons maintenant le tour des connecteurs de P.

$C_1$ est connecté, on vient de le dire.

$C_2$ est lui aussi connecté et se trouve sur le blindage des entrées. Jeter un coup d'œil pour voir si tout va bien de ce côté.

$C_3$

– Sur le picot 1 (du côté des afficheurs) arrive le fil orange venant de $K_G$ (range input : gammes).

– Sur le picot 2 arrive le fil n° 1 de $C_2$ (Ext. Pt. Input).

– Sur le picot 3, il faut souder le fil bleu venant de $K_R$ (raz). Rien sur les autres picots.

$C_4$ en version TCXO.

– Sur le picot 3, souder le fil vert venant de $K_H$ (Hold).

– Sur le picot 4, arrive le fil jaune venant de $K_F$ (Fonction input).

– Sur le picot 7, arrive le fil blanc provenant de $K_F$ (Control input).

– Sur le picot 8 arrive le fil noir $D_0$ venant de $K_F$.

En version quartz simple.

– Picot 3 : idem.

– Picot 4 : idem.

– Picot 6 : arrive le fil noir $D_0$.

– Picot 7 : idem.

– Picot 8 : arrive le fil rouge du + 5 V de $K_{400}$.

$C_5$ maintenant débarrassé des straps provisoires de mise à la masse.

– Picot 3 : souder le fil violet venant de F ($B_2$).

– Picot 4 : souder le fil orange venant de F ($B_1$).

– Picot 5 : souder le fil blanc venant de G ($A_4$).

– Picot 6 : souder le fil jaune venant de F ($A_3$).

Au recto de P, connecter :

– le + 5 V venant de J.

– Le 10 MHz allant vers H.

– Le + 12 V venant de J.

Retourner l'appareil, fond avant enlevé :

– Connecter le + 12 V blanc allant vers C.

– En version TCXO, connecter les fils a et b : le vert sur a et le bleu sur b.

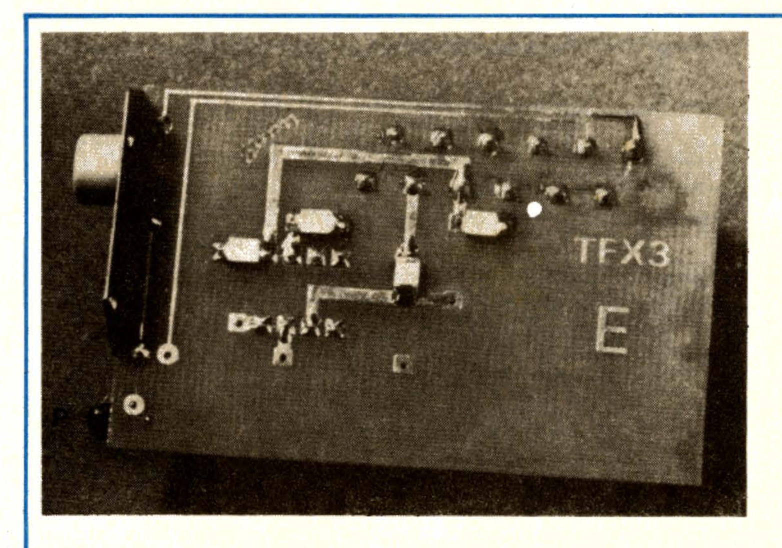



**Photo P. – Vue du verso de E. Remarquer les chips de découplage et de liaison.**

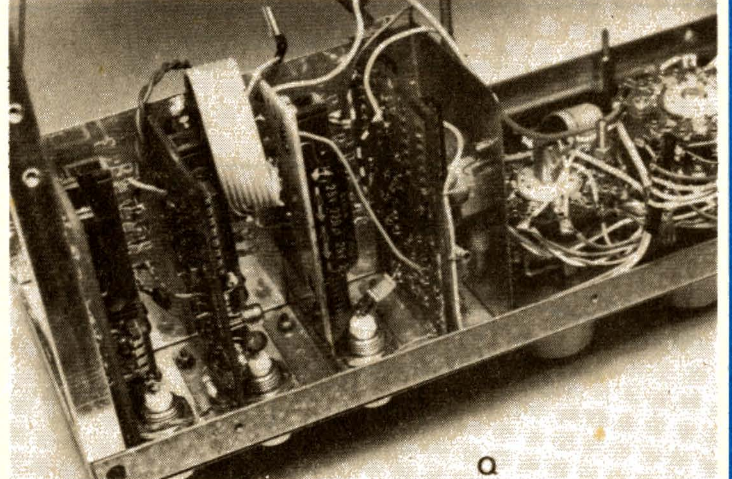



**Photo Q. – Vue de l'ensemble des circuits d'entrées du TFX 3. Remarquer l'arrivée du câble méplat entre C et D. L'angle de prise de vue montre les versos des circuits.**

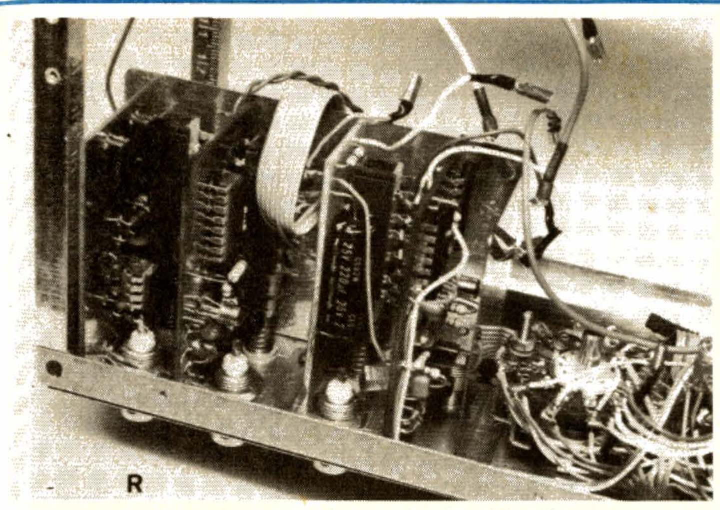



**Photo R. – Autre vue des mêmes circuits. L'angle montre cette fois les faces composants des différents modules.**

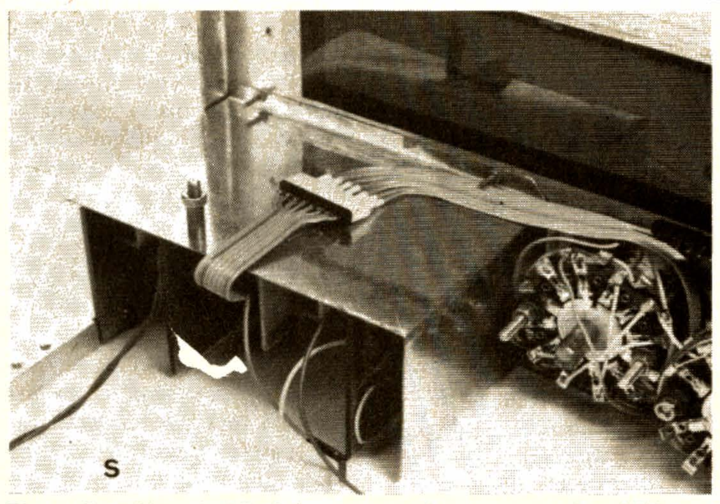



**Photo S. – Vue du blindage des entrées couvrant les différents modules. Il faut surtout remarquer la manière de disposer le connecteur M et F, $C_2$ et ses câbles méplats.**

– Connecter le fil blanc venant de B sur R.
– Connecter le fil violet venant de $K_{10}$ sur le picot « 10 ».
– Connecter le fil orange venant de $K_{100}$ sur le picot « 50 ».
– Il reste alors à connecter le fil + 5 V venant de $K_F$ sur le picot + 5 V de P et à reconnecter le fil de masse de P sur J.
– Enfin si le 1697 est monté, connecter le fil violet – 7 V sur J.

Il vous reste à monter l'interrupteur sur la face avant et à le relier par un double fil rigide torsadé, au transfo et au secteur. Ce fil longe la barre d'alu supérieure gauche.

Si vous avez monté l'enceinte, il faut câbler son chauffage. Voir figure 10. Le picot 1 de masse est relié directement à la masse de l'équerre de fixation à l'aide d'une cosse serrée sous le boulon supérieur du support. Amener le 12 V par un double fil torsadé. Souder aux picots 1 et 2 et relier au transfo. Repartir des picots 1 et 8 avec un autre double torsadé rejoignant le témoin de face avant. Longer la barre d'alu supérieure droite. Le transfo de l'enceinte est alimenté directement par le secteur, à travers le fusible et à travers l'interrupteur « stand-by » placé sur la face avant, à droite. Les liaisons secteur sont torsadées, passent derrière le transfo et son blindage. Elles suivent aussi la barre d'alu supérieure droite. On pourra maintenir les fils avec un tour de scotch.

Dans le cas de l'enceinte, les fils + 5 V, + 12 V et masse passent à gauche du transfo, le fil – 7 V passant à droite.

Ce travail fait, le TFX3 peut être considéré comme terminé. Il faut maintenant faire quelques tests rapides pour en éprouver le fonctionnement correct.

Nous pensons cependant qu'il vous faudra faire encore une bonne vérification générale du câblage avant de remettre sous tension.

Si tout est correct, replacer le 7226A et, mettre sous tension !

## TEST DU TFX3

### – I –

### Test du fréquencemètre

#### a) Entrée A

Pour apprécier la sensibilité du TFX3 en entrée HF/BF, il faut disposer d'un générateur convenable. Pour le domaine BF, le TBF1038 que nous avons décrit est parfait. On vérifiera d'abord que, entrée A en l'air, sans aucun branchement, et en sensibilité maximum, (bouton de réglage à fond à droite) l'affichage reste bien à 0, quelle que soit la gamme. Cela prouve qu'aucune perturbation n'atteint l'entrée à haute impédance et que l'alimentation est bien filtrée. Relier au générateur BF, sortant 10 mVcc (soit 3,5 mVeff) et constater que le TFX3 déclenche parfaitement de 1 Hz aux 200 kHz du générateur, que le signal soit carré, triangulaire ou sinusoïdal. Dans ce dernier cas, il est possible cependant que le 1 Hz soit obtenu de justesse avec une amplitude aussi faible.

Le comptage doit rester correct si l'amplitude est poussée à plus de 1Vcc. Au-delà de 4 à 5 Vcc, des anomalies de comptage peuvent apparaître, dues généralement à des accidents minimes du signal mais dont le TFX3 tient compte et ajoute à la fréquence réelle. Dans ce cas, il faut faire le prélèvement avec une sonde atténuatrice du type oscilloscope et sur laquelle nous reviendrons au chapitre des accessoires.

Cette sonde est particulièrement indiquée lorsque l'on prélève des signaux TTL dont l'amplitude est de 3 à 4 Vcc.

Si vous disposez d'un générateur HF, vous pourrez constater que l'entrée A fonctionne très correctement jusque plus de 10 MHz. On peut aussi repiquer le 10 MHz du standard de fréquence avec la sonde 1/10 et vérifier la bonne indication. Attention à bien brancher la masse de la sonde au point de masse du connecteur de H. Il se produit en effet de bien curieux phénomènes de masse lorsque les fréquences atteignent plusieurs mégahertz, en signaux carrés de surcroît. Réduire aussi la sensibilité. En enfonçant la touche « 40 MHz » l'affichage doit être également correct, avec décalage du point décimal évidemment puisque la fréquence est alors divisée par 10. Si vous disposez d'un grid-dip oscillateur, il vous sera possible de tester l'entrée 40 MHz et de vérifier que cette fréquence est atteinte, avec une perte de sensibilité nette, il faut l'admettre.

Ne pas oublier que le réglage de sensibilité joue un rôle important dans la réponse en fréquence. Au maximum de sensibilité, la limite en fréquence est plus basse. Pour mesurer des fréquences plus élevées, il faut diminuer la sensibilité, ce qui produit une saturation plus forte du 2N914 de l'entrée A et du coup une augmentation de la vitesse de commutation de ce transistor.

#### b) Entrée 500 MHz

La touche 40 MHz est ramenée à 0, la touche 500 MHz est enfoncée.

Notons cependant que si vous oubliez de ramener la touche 40 MHz au repos, le fonctionnement du 500 MHz ne sera nullement perturbé.

La LED 500 MHz est allumée.

L'essai le plus simple consiste à faire une boucle de couplage de 2 à 3 tours de 10/10 sur un diamètre de 15 mm, que l'on prolonge de deux fils de 3 à 4 cm et que l'on connecte directement sur la BNC de l'entrée.

Prendre alors le Grid-dip oscillateur et le coupler lâchement : le TFX3 marque la fréquence de cet appareil.

Ce ne sera pas le TFX3 qui criera grâce, si vous montez en fréquence, mais sans doute le grid-dip ! Pour tester véritablement le TFX3 il vous faudrait disposer d'un bon générateur VHF, montant à plus de 600 MHz et avec sortie étalonnée. Nous n'insisterons pas, car ceux qui ont accès à un tel appareil n'ont certainement pas besoin de nos conseils.

Dans le chapitre « Accessoires » nous décrirons un générateur à fréquence fixe, atteignant les limites de possibilité de la gamme, pour la tester.

Notons que l'entrée VHF refuse de fonctionner, soit parce que le signal est trop faible, soit parce qu'il est trop fort. Dans ce cas, il suffit d'intercaler un atténuateur 50 Ω de quelques dB. Si le prélèvement se fait par couplage, ce qui est peut-être le cas le plus fréquent pour l'amateur, il suffit d'éloigner ou de rapprocher la bobine de couplage. Notons que cette dernière se place normalement en bout d'un câble 50 Ω relié à l'entrée 500 MHz, par un connecteur BNC.

**c) Entrée 1,5 GHz**

Enfoncer les touches 500 MHz et 1,5 GHz, ce qui allume la LED 1,5 GHz.

Plus encore avec cette entrée, le test nécessiterait un générateur UHF de laboratoire, montant à plus de 1,5 GHz ! Généralement, il vous faudra vous contenter de moins. Un grid-dip ordinaire peut faire l'affaire. Par exemple nos premiers essais ont été conduits avec un bon vieux modèle à tube, décrit par M. Baud, il y a quelques années. En utilisant la même boucle de couplage que précédemment nous avons mesuré la fréquence de notre appareil réglé au voisinage de 125 MHz. Le TFX3 affiche « 125,64 MHz » en couplant d'assez près. C'est la fondamentale. Mais ce qui est curieux c'est que finalement, dans ces conditions, l'entrée UHF est plus sensible aux harmoniques de cette fréquence qu'à cette fondamentale. Il suffit de diminuer le couplage en éloignant la self du grid-dip pour lire 1005,50 MHz, soit 1,005 GHz ce qui est exactement le 8ᵉ harmonique de la fondamentale, en tenant compte du léger glissement de fréquence causé par la modification de couplage. La distance de couplage lors de cet essai était de 6 cm entre les deux bobines !

Peut-être essaierons-nous de décrire un générateur dépassant le gigahertz si la bête se montre assez docile pour être reproductible aisément.

Il est bien évident que nous ne garantissons pas la reproductibilité de l'essai au grid-dip !

Nous avons remarqué que les 1697 semblaient plus sensibles lorsque leur tension d'alimentation était réduite à – 6,5 V, voire à – 6 V. Mais cela ne peut se voir qu'avec un générateur convenable.

Comme tous les circuits à performances poussées, les 1697 ne se valent certainement pas tous. On ne peut cependant critiquer que s'ils ne donnent pas les performances garanties et illustrées par le diagramme que nous avons donné, lors de l'entrée théorique. Tout ce que vous avez en plus est un « cadeau » ! En principe, tous les 1697 dignes de cette référence dépassent très largement le 1 GHz. Certains atteignant 1,6 GHz !

## – II –

## Test du périodemètre

Ramener toutes les touches au repos. Passer en fonction $P_A$.

Rebrancher le TBF1038, ou un générateur BF quelconque sur l'entrée A et mesurer la période du signal. Il est amusant de faire le rapport avec la fréquence retrouvée en repassant en F et en faisant le calcul de la période avec la fonction 1/x d'une calculatrice. On sera surpris de la précision. Rappelons que en montant vers la gamme 1000 le TFX3 donne une moyenne de la valeur de la période, plus stable et plus précise.

## – III –

## Test du périodemètre $P_B$

Passer en fonction $P_B$. Mettre un cavalier en 12/10 étamé entre les contacts « s » et « e' » du condensateur d'entrée B. Brancher la sortie TTL du TBF1038 entre « e » et masse. Le TFX3 indique la période du signal.

Faute de générateur TTL, nous pouvons utiliser le standard de fréquence du TFX3. Il suffit de repiquer l'une des fréquences sorties et de l'injecter en « e ». On obtient la valeur de la période. Comme la mesure est interne, le même générateur pilotant la base de temps et la période à mesurer, le résultat est idéalement précis, par exemple, avec la sortie 10 kHz, on lit :
– en gamme 1 : 100,0 µs.

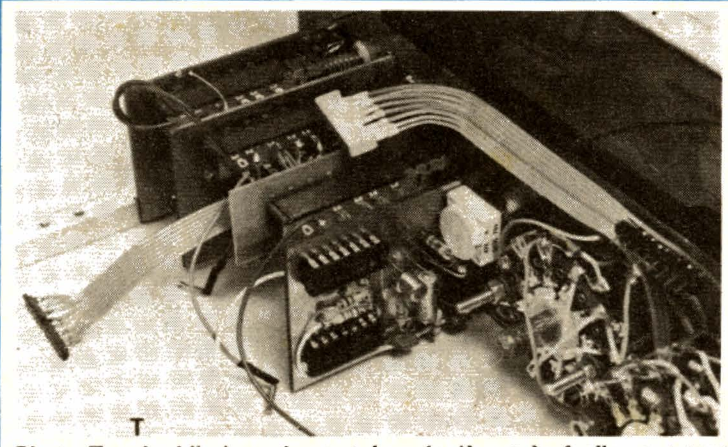


**Photo T. – Le blindage des entrées s'enlève très facilement tout le câblage effectué. On peut ainsi accéder facilement aux composants et aux interconnexions.**

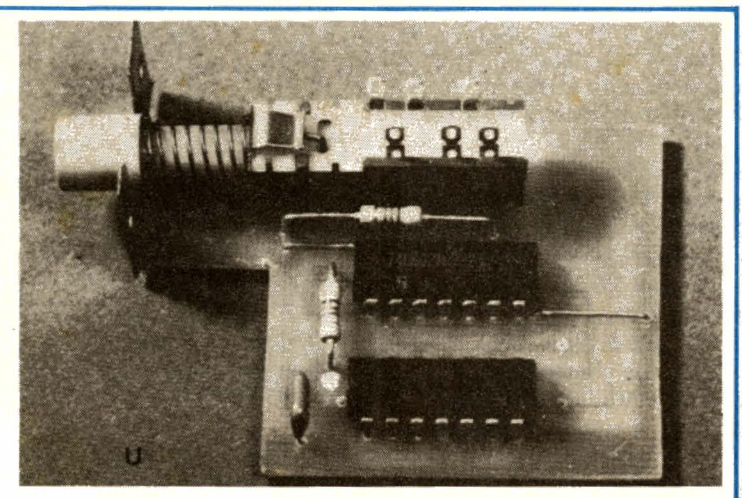


**Photo U. – Le circuit F de l'impulsiomètre.**

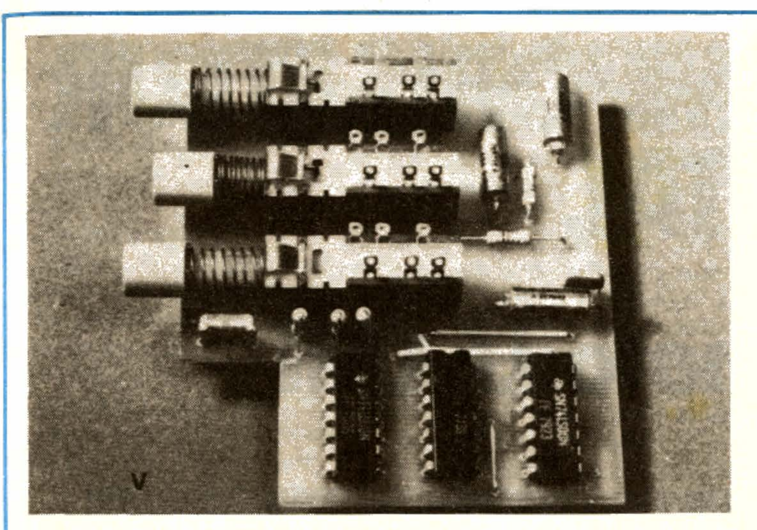


Photo V. – Le circuit G du chrono/ compteur. Pour supprimer le verrouillage de $K_R$, il suffit d'enlever le « U ».

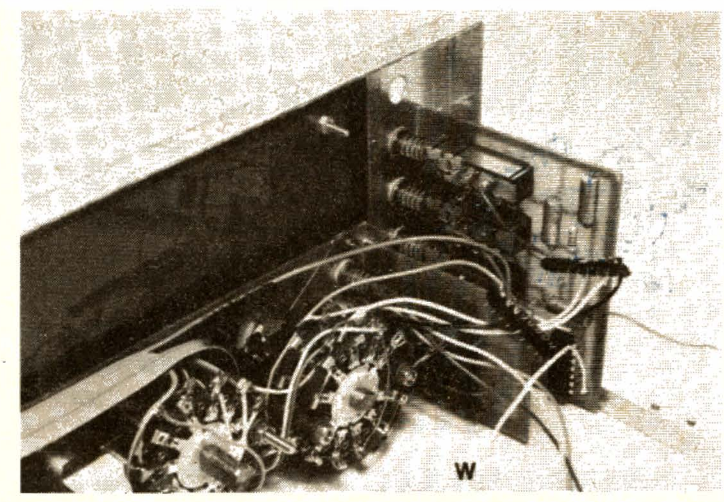


Photo W. – Montage de F et de G sur la face avant.

– en gamme 10 : 100,00 µs,
– en gamme 100 : 100,000 µs,
– en gamme 1000 : 100,0000 µs.

– IV –

## Test de l'impulsiomètre

Passer en fonction $T_B$, mais laisser le branchement précédent sur le standard de fréquence.

Touche $T_I$ au repos, on mesure le créneau positif et touche enfoncée, le créneau négatif, la somme des deux devant redonner la période lue en fonction $P_B$.

On peut ainsi constater la parfaite commodité du TFX3 pour ce genre de mesure permettant d'avoir les durées des deux cycles et la période sans modifier aucun branchement, par simple manipulation de $T_I$ et de $K_F$. Nous ne pensons pas que beaucoup de compteurs ont cette souplesse.

Attention ! en faisant une mesure d'impulsion, il faut se rappeler que la gamme n'intervient pas sur la résolution qui est toujours de 0,1 µs. On peut dans certains cas de mesure sur le standard de fréquence obtenir des résultats apparemment anormaux mais qui ne le sont pas et sont provoqués uniquement par une phase particulière du signal mesuré par rapport au cycle de mesure. On peut ainsi avoir :

Période : 500,000 µs
Créneau positif : 200,100 µs
Créneau négatif : 300,000 µs
sans que le TFX3 soit en faute, l'erreur n'étant que de 0,1 µs.

Nous nous proposons d'ailleurs d'approfondir un peu ce phénomène pour bien le faire comprendre. Nous y reviendrons donc plus tard.

– V –

## Test du chronomètre

Passer en fonction $C_U$. Enfoncer la touche $T_{CH}$.

Souder directement un tumbler 7101 sur une plaquette à 3 picots. Embrocher sur le connecteur de B, aux points « t, masse et r ». Basculer le tumbler vers la gauche pour être en position « repos ». Mettre le TFX3 sous tension. Basculer le tumbler vers la droite : le comptage des millisecondes commence. Ramener le tumbler au repos le comptage continue. Le passer une seconde fois au travail il s'arrête.

Pour ramener l'affichage à 0 appuyer sur la touche $T_R$ de raz.

– VI –

## Test du compteur d'unités

Fonction $C_U$. Touche $C_H$ au repos.

Connecter un poussoir quelconque entre un point « u » du connecteur d'entrée B et la masse. Appuyer sur le poussoir et constater que le compteur totalise plusieurs unités. Il a simplement dénombré les rebonds du poussoir. Parfois en relachant celui-ci, le compteur avance encore, à cause des rebonds de décollage.

Pour avancer unité par unité, il faut obligatoirement passer par l'intermédiaire d'un basculeur anti-rebond du genre de celui qui commande la marche et l'arrêt du chrono. On peut d'ailleurs utiliser celui-ci. Pour cela, le tumbler 7101 toujours en place, on repiquera le front de sortie du basculeur sur le picot 3 de $N_1$ de la platine G. L'action de tumbler fera alors avancer le compteur d'une unité à la fois.

Bien sûr en reliant « u » à un générateur TTL, le compteur avancera à la vitesse de ce générateur, pendant le temps de la connexion.

Si tous les tests précédents se sont avérés positifs, vous pouvez considérer le TFX3 comme terminé. Il vous restera cependant, avant d'en fermer le boîtier de procéder au calage de la base de temps. Ce sera plus facile pour les gens du Nord que pour ceux du Midi ! Nous envisagerons cela dans le prochain chapitre.

Il restera aussi à traiter du problème des accessoires, soit simplement de prélèvement, sondes atténuatrices ou à haute impédance, soit de montages permettant les mesures de capacités d'inductances...

Mais d'ici là vous avez pas mal de travail à faire et quantité d'essais à tenter ! Cela nous laisse quelque répit ! Au travail donc ! Pour les malchanceux ayant des problèmes, nous pensons que l'étude théorique assez complète, précédant les chapitres de réalisation devrait permettre une analyse du défaut et un dépistage relativement facile de l'erreur ou du composant défectueux. L'oscilloscope est un auxilliaire indispensable. Nous restons évidemment à la disposition de tout un chacun pour des renseignements complémentaires (mais est-ce encore possible ?) ou des conseils.

**F. THOBOIS**

# UN CHRONO-TEMPORISATEUR DIGITAL



## pour labo-photo : LE CM1

**LA pratique de la photographie occupant une bonne partie de nos loisirs, nous avons déjà décrit dans ces pages plusieurs appareils destinés au laboratoire-photo. Nous vous proposons ce mois-ci la réalisation d'un accessoire un peu spécial puisqu'il intègre un chronomètre à affichage digital, un temporisateur programmable et un avertisseur original dans un seul boîtier. Cet appareil que nous avons appelé CM1 permet à l'amateur de développer plus facilement les films noir et blanc, couleur et de tirer les épreuves lorsqu'il est relié à un agrandisseur. Les multiples fonctions du CM1 ont rendu indispensable la mise en œuvre d'un nombre assez élevé de composants. Il s'agit donc d'un appareil au fonctionnement relativement complexe et une étude attentive de celui-ci est très utile avant d'en entreprendre la réalisation.**



– I –

## Description du CM1

### a) Performances

1° Chronomètre

– Chronométrage de 1'' à 99'59''
– Commande combinée de mise en marche et d'arrêt
– Affichage à 4 digits en minutes et secondes
– Afficheurs LED de 13 mm
– Précision : 0,1 %

2° Temporisateur

– Programmable de 1'' à 99'59''
– Sortie commutée par relais
– Puissance commutable : 500 W
– Avertisseur sonore en fin de temporisation
– Mise en marche, arrêt et remise à zéro couplés aux commandes du chronomètre
– Précision de la durée programmée : 0,1 %

3° Avertisseur cyclique

– Production d'un signal sonore toutes les 30 secondes

ou toutes les minutes après le déclenchement du chono.
– Durée du signal sonore réglable de 1 à 10''

4° Autres caractéristiques

– Alimentation sur secteur 220 V
– Consommation : 9 VA
– Coffret de télécommande séparé (commande par pied)
– Encombrement du coffret principal : 202 × 152 × 77 mm
– Masse : 1 kg environ
– Large intégration : 26 circuits intégrés, 5 transistors.

**b) Description sommaire du CM1**

Comme nous l'avons annoncé plus haut, le CM1 comporte trois éléments distincts : un chronomètre, un temporisateur et un avertisseur cyclique.

Le rôle du chronomètre s'explique de lui-même : contrôler le temps d'un développement, d'un tirage, etc. Le chronomètre du CM1 mesure le temps directement en minutes et secondes ce qui en rend l'utilisation plus facile, la quasi-totalité des indications de durées fournies par les fabricants de produits photographiques étant exprimées de cette manière. Le chrono comporte une commande de mise en marche (START) combinée à celle d'arrêt (STOP) ainsi qu'une deuxième commande permettant sa remise à zéro (RAZ). Ces deux commandes sont séparées du coffret principal et réunies dans un petit pupitre ce qui permet le déclenchement de l'appareil à l'aide du pied laissant ainsi les mains de l'opérateur libres pour verser les produits. Un tel dispositif est extrêmement utile, voire indispensable si on tient à respecter scrupuleusement les durées désirées. Nous avons volontairement limité à 99 minutes la capacité de comptage du CM1, à notre connaissance, il n'existe aucun traitement dépassant cette durée.

Le temporisateur permet de commander un appareil quelconque alimenté sur le secteur grâce au relais incorporé au CM1 et cela pendant un temps programmé à l'aide de quatre commutateurs. La durée de la temporisation maximale correspond à la capacité du chronomètre. Le collage du relais s'opère dès la mise en marche du chrono et cesse lorsque la durée programmée est atteinte, le chrono continuant de fonctionner indépendamment de cela. En fin de temporisation, un signal sonore est émis signalant ainsi que le temps programmé est écoulé. Ce signal sonore peut aussi faire office d'alarme programmable ce qui vous évitera de dépasser accidentellement une durée pré-établie. Le temporisateur peut donc servir à la commande d'un agrandisseur, d'une développeuse automatique ou d'alarme signalant la fin prochaine d'une durée de développement. Il est évidemment possible d'envisager d'autres applications n'ayant aucun rapport avec la photographie.

L'avertisseur cyclique est un petit « gadget » fort utile pour le développement des films noir et blanc. En effet ce dispositif émet toutes les 30 secondes ou toutes les minutes un son aigu pendant un temps réglable de 1 à 10 secondes qui vous rappelle qu'il faut agiter le bain pendant ce temps et à cette cadence. L'utilité de ce dispositif ne vous apparaîtra peut être pas évidente mais vous changerez très vite d'avis lorsque vous l'utiliserez car il s'agit d'un moyen très efficace pour rappeler les distraits à l'ordre.

Comme vous pouvez en juger, les utilisations possibles du CM1 sont nombreuses et débordent d'ailleurs du simple cadre de la photographie ce qui était notre moti-

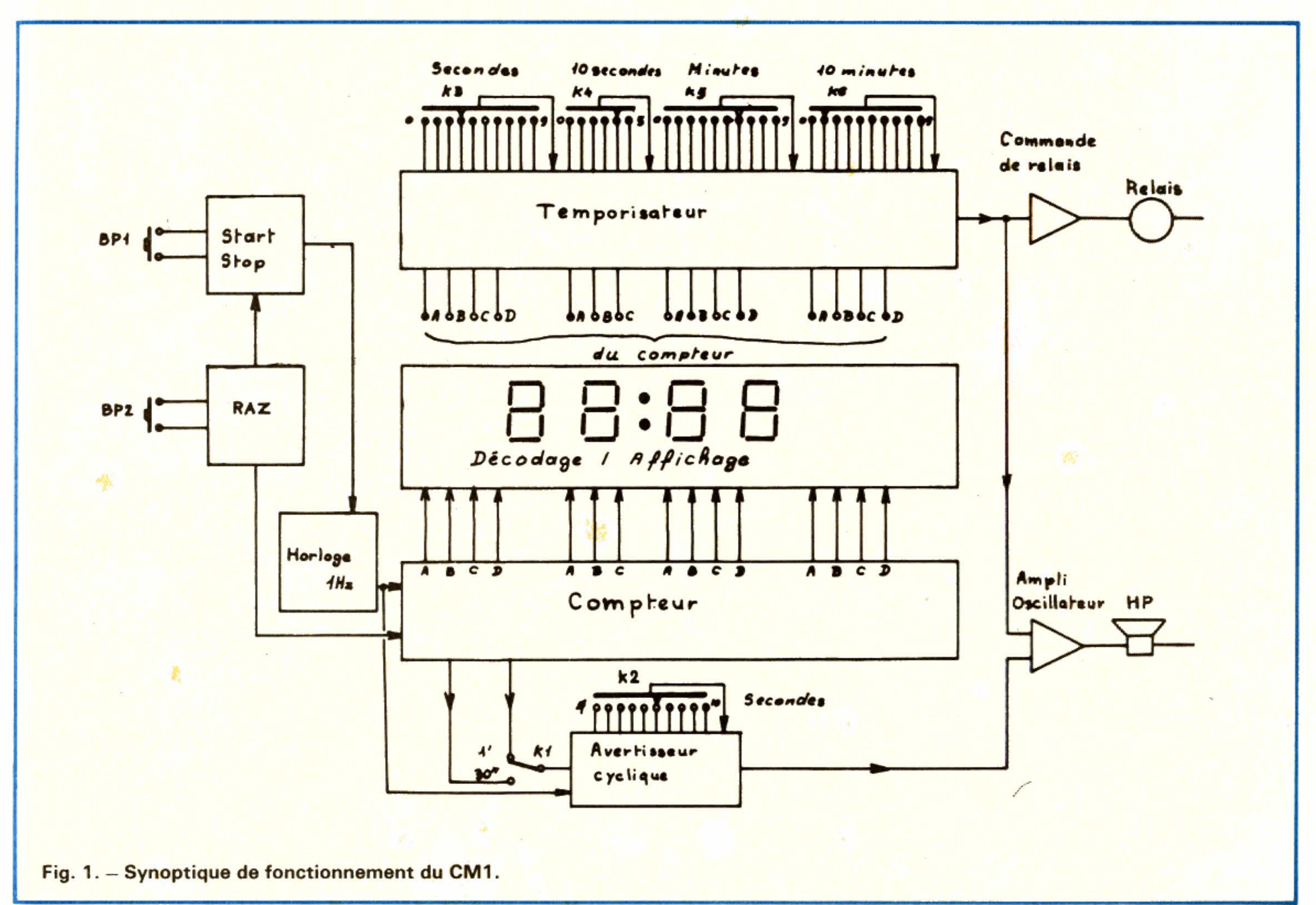



Fig. 1. – Synoptique de fonctionnement du CM1.

vation initiale. La réalisation d'un tel appareil étant assez complexe, nous conseillons aux lecteurs intéressés par le CM1 de suivre attentivement l'étude de son fonctionnement que voici avant d'en entreprendre la construction.

— II —

## Etude des schémas

Lorsque nous avions défini le cahier des charges de ce qui allait être le CM1, plusieurs solutions technologiques s'offraient à nous. En effet, la fonction chronomètre pouvait être assez facilement réalisée grâce à l'utilisation d'un circuit spécialisé à haute intégration de même que la fonction alarme/temporisation. Par contre l'avertisseur cyclique posait plus de problèmes car il fallait presque en arriver au microprocesseur. Ne désirant pas enfoncer une punaise à l'aide d'un rouleau-compresseur et voulant conférer à la réalisation du CM1 un rôle plus pédagogique, nous avons fait appel à la très classique technologie TTL qui est d'une part très bon marché et d'autre part, très sûre. Cela se paie évidemment par l'obligation d'employer un nombre plus important de circuits intégrés d'où une plus grande complexité au niveau du câblage et une consommation plus élevée mais le rôle éducatif d'une telle réalisation est à notre avis, certain. Voyons donc comment est structuré le CM1.

### a) Etude du synoptique de fonctionnement du CM1

Le synoptique de la figure 1 vous montre comment sont reliées les diverses fonctions du CM1. Nous avons scindé l'appareil en 9 éléments distincts qui sont :
– La commande START/STOP
– La commande de RAZ (remise à zéro)
– L'horloge 1 Hz
– Le compteur

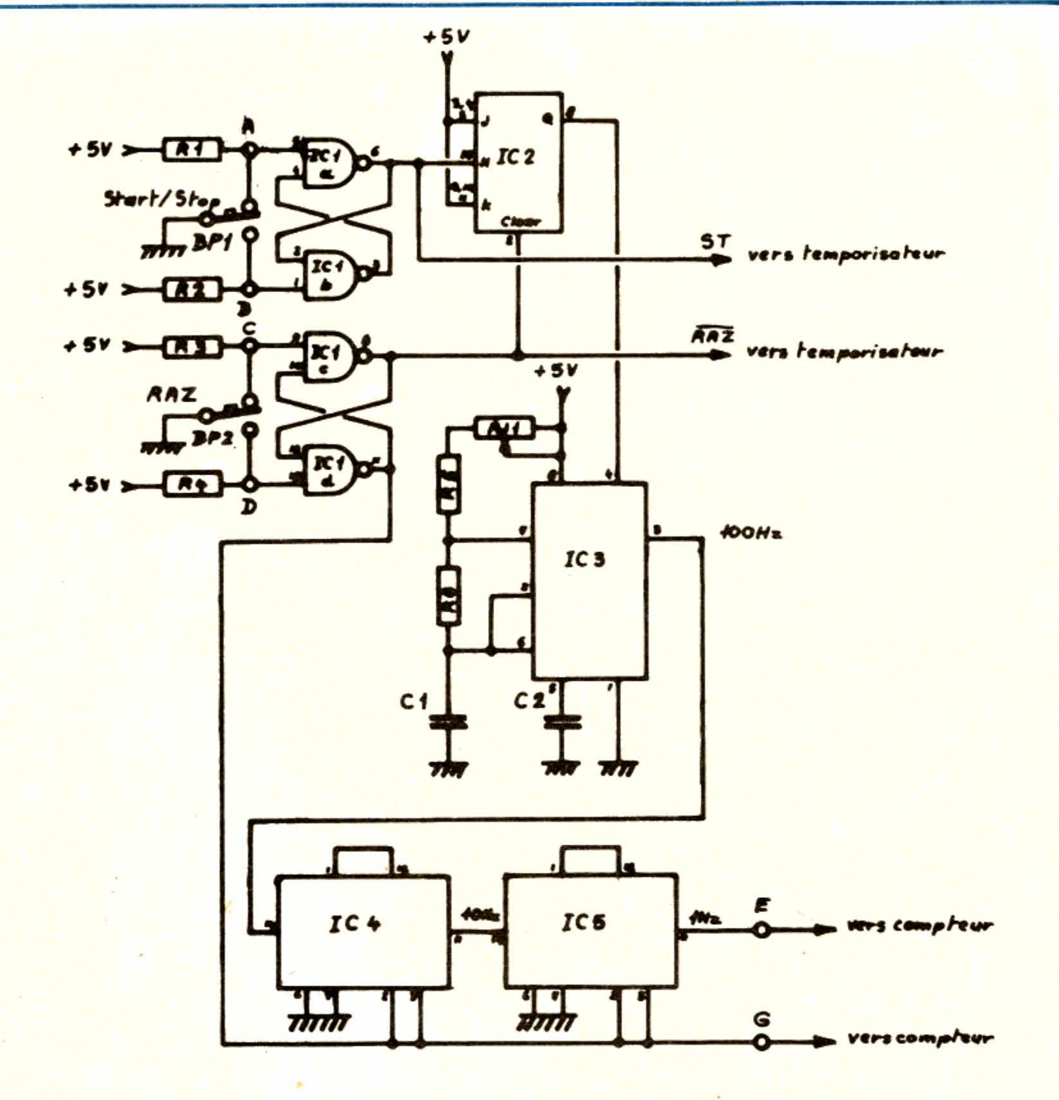



Fig. 2. – Schéma de principe de la commande START/STOP, de la commande de RAZ et de l'horloge 1 Hz.

– Le circuit Décodage/ Affichage
– Le temporisateur
– La commande de reiais
– L'avertisseur cyclique
– L'ampli-oscillateur.

Le circuit START/STOP est, comme son nom l'indique, chargé d'assurer la mise en marche et l'arrêt du CM1. Ce circuit permet, par l'appui sur BP1, la mise en marche ou l'arrêt du fonctionnement de l'horloge ce qui provoque, comme nous le verrons plus loin, le départ ou l'arrêt du comptage des secondes.

Le circuit RAZ provoque la remise à zéro du compteur et le pré-positionnement de la commande START/STOP lors de l'appui sur BP2.

L'horloge 1 Hz est chargée de piloter le compteur. La fréquence du signal produit doit être de 1 Hz et sa précision la meilleure possible. Nous verrons lors de l'étude détaillée du schéma comment nous sommes parvenu à nos fins.

Le compteur constitue le cœur de l'appareil. C'est lui qui forme, associé au circuit Décodage/Affichage, le chronomètre et le temporisateur, relié cette fois à un circuit comparateur programmable. Désirant visualiser les secondes et les minutes, le compteur est équipé d'un diviseur par 60 pour les secondes suivi d'un classique diviseur par 100 pour les minutes.

Le temporisateur est piloté par le compteur et compare la position des sorties de celui-ci à celle choisie par l'action de quatre commutateurs. Dès la mise en marche du chrono, un ordre est transmis au relais et celui-ci est supprimé lorsque le nombre de minutes et secondes compté par le chrono est identique à celui choisi par les commutateurs.

La commande de relais est un simple ampli destiné à permettre l'excitation du relais à partir des informations transmises par le temporisateur.

L'avertisseur cyclique permet la production d'un signal sonore toutes les 30 secondes ou toutes les minutes suivant la position de $K_1$ et sa durée peut varier de 1 à 10 secondes suivant la position de $K_2$. Il s'agit, en fait, d'un temporisateur semblable à celui décrit plus haut dont la mise en action est entraînée grâce à une information transmise cycliquement par le compteur.

L'ampli-oscillateur est chargé de produire un son lorsqu'une information lui est transmise soit par le temporisateur soit par l'avertisseur cyclique. Afin d'éviter toute confusion entre ces informations, nous avons choisi un son aigu pour l'avertisseur cyclique et un son plus grave pour l'alarme en fin de temporisation.

Examinons maintenant en détail le fonctionnement de chacun des éléments du schéma.

**b) La commande START/STOP (fig. 2)**

Cet élément est chargé de transmettre à l'horloge les ordres de mise en marche et d'arrêt. Nous avions besoin d'un circuit unique remplissant ces deux fonctions, le premier appui sur BP1 provoquant la mise en marche de l'horloge, le second son arrêt, le troisième sa remise en marche, etc. Nous avons donc employé une bascule JK, $IC_2$, montée en diviseur par 2 et précédée d'un circuit anti-rebond relié à BP1. Le circuit anti-rebond est formé d'une bascule RS, $IC_{1a}$ et $IC_{1b}$. La sortie de $IC_{1a}$ est reliée à l'entrée d'horloge de $IC_2$, chaque appui sur BP1 va provoquer le passage de l'état « 1 » à l'état « 0 » de la broche 12 de $IC_2$ ce qui provoque le basculement de l'état de la sortie Q de $IC_2$. La sortie Q de $IC_2$ étant reliée à l'entrée de commande de l'horloge, celle-ci ne fonctionne qu'une fois tous les deux appuis sur BP1. Autrement dit, si la sortie Q est à l'état « 1 » à la mise en marche, par exemple, l'horloge fonctionne. Le premier appui sur BP1 provoque le passage de Q de $IC_2$ à l'état « 0 » ; l'horloge s'arrête ; le deuxième appui sur BP1 fait basculer Q de $IC_2$ à l'état « 1 » : l'horloge repart, etc. Pour un fonctionnement logique du CM1, il est indispensable que la sortie Q soit à l'état « 0 » après l'action sur la commande de RAZ. Ceci s'obtient, comme nous allons le voir, en portant l'entrée CLEAR de $IC_2$ à l'état « 0 » lors de l'action sur BP2.

**c) La commande RAZ (fig. 2)**

Cette commande a pour rôle de provoquer la remise à zéro du compteur du CM1. Elle est également utilisée pour désarmer le temporisateur et pré-positionner, comme nous l'avons vu plus haut, la commande START/STOP. Le fonctionnement de ce circuit est très simple puisqu'il s'agit d'un simple montage anti-rebond relié à BP2 et constitué d'une simple bascule RS formée des portes NAND $IC_{1c}$ et $IC_{1d}$. Lorsque BP2 est au repos, les sorties de $IC_{1c}$ et de $IC_{1d}$ sont respectivement à l'état « 1 » et à l'état « 0 ». L'appui sur BP2 provoque l'inversion des états des sorties de ces deux circuits jusqu'à ce qu'il soit relâché. Le pré-positionnement du circuit START STOP est réalisé par la liaison de l'entrée CLEAR de $IC_2$ avec la broche de sortie de $IC_{1c}$. L'appui sur BP2 provoque donc le passage à l'état « 0 » de cette entrée ce qui fait basculer la sortie Q de $IC_2$ à l'état « 0 » et bloque le fonctionnement de l'horloge. La remise à zéro du compteur s'opérant en portant à l'état « 1 » l'entrée correspondante, cette information est prélevée à la sortie de $IC_{1d}$.

**d) L'horloge 1 Hz (fig. 2)**

Cette horloge est chargée de transmettre au compteur les impulsions de commande. Nous avons retenu une solution à la fois simple et classique en faisant appel, une fois de plus, au circuit bien connu NE555 dont les qualités de stabilité sont excellentes. Ce circuit, $IC_3$, est ici monté en oscillateur et, compte tenu de la valeur donnée aux composants périphériques, la

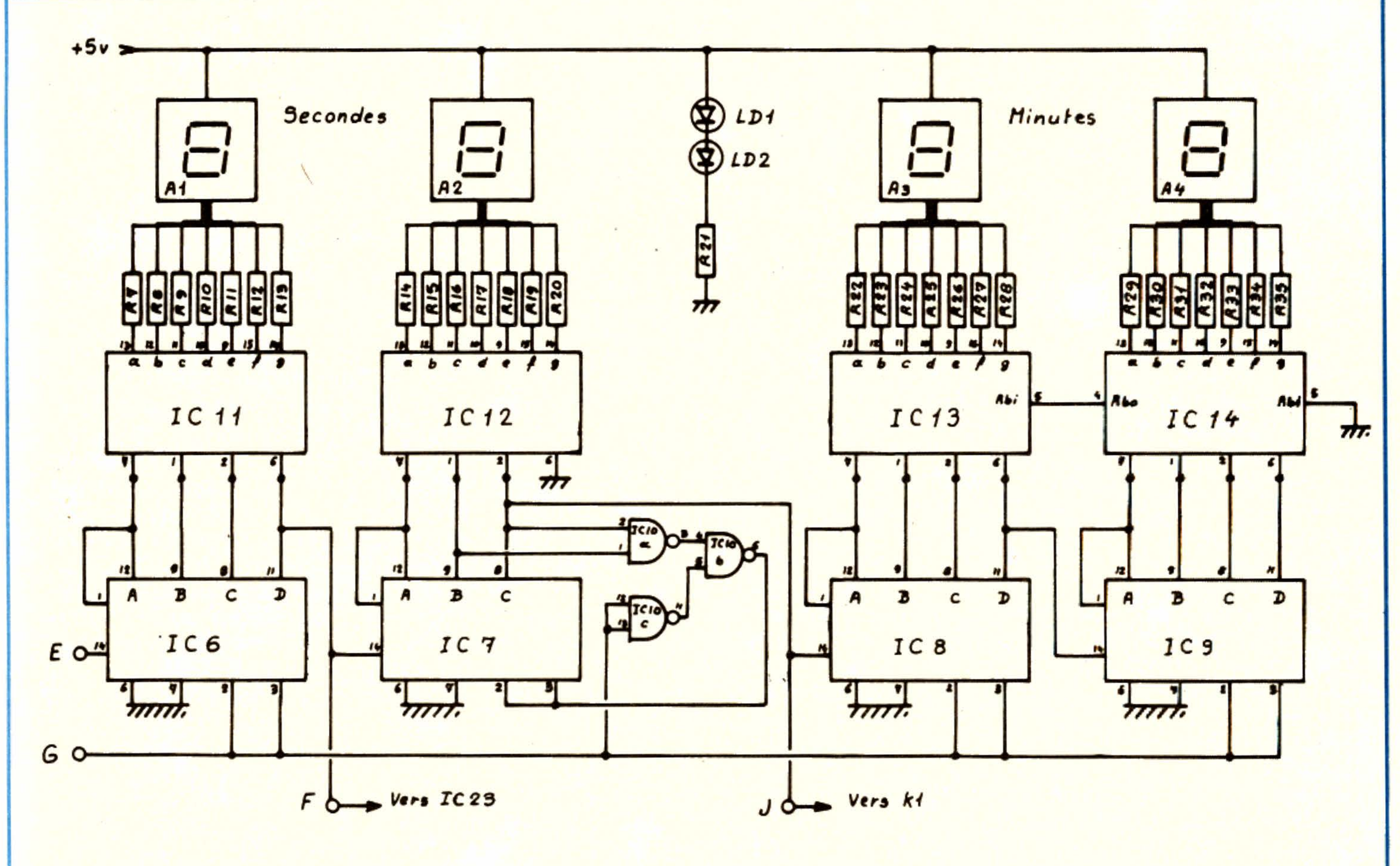



Fig. 3. – Schéma de principe du compteur et du circuit décodage/affichage.

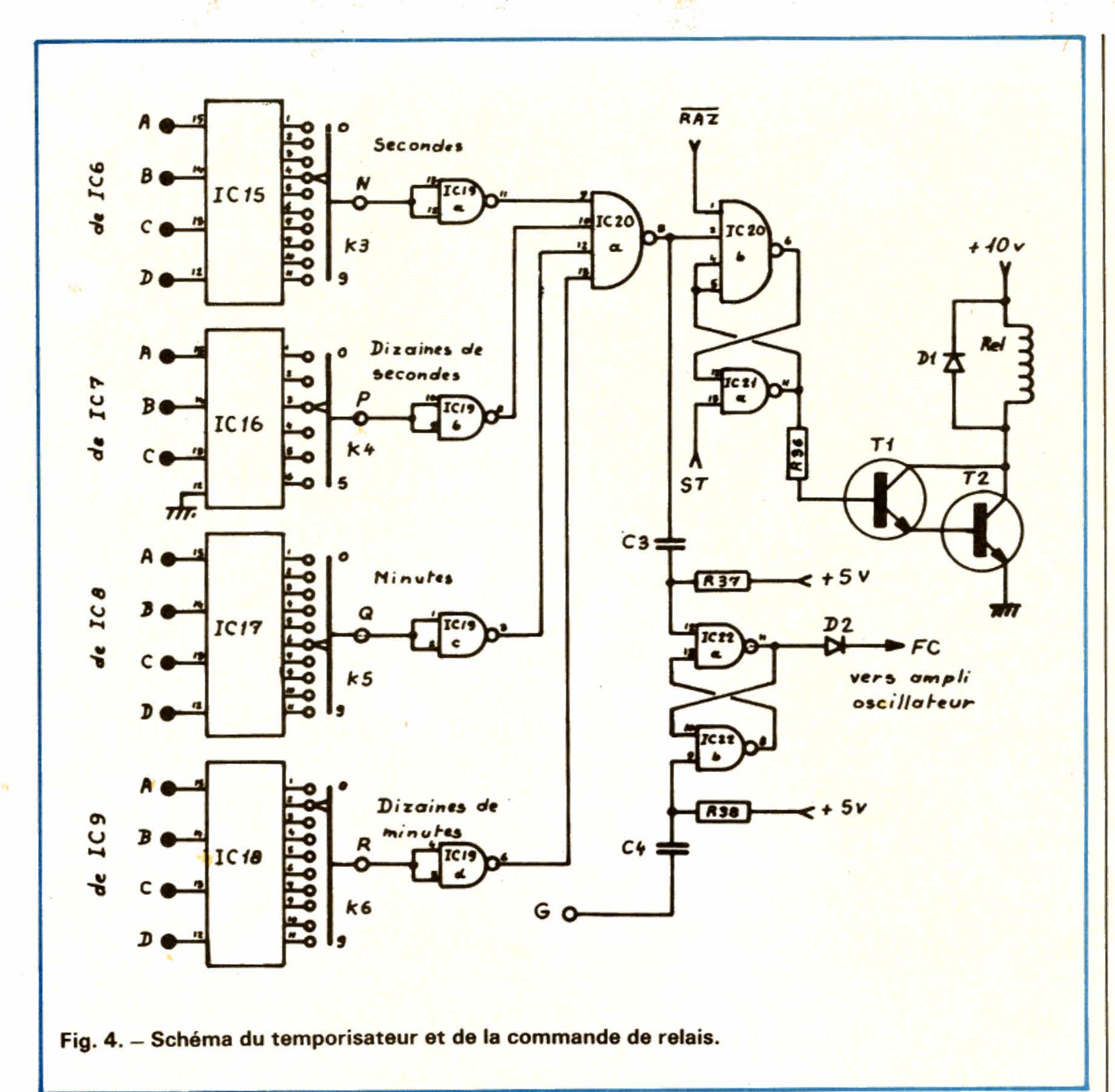



**Fig. 4. – Schéma du temporisateur et de la commande de relais.**

fréquence du signal disponible sur la broche 3 est de 100 Hz. Il était évidemment possible de générer directement la fréquence de 1 Hz désirée mais l'expérience nous ayant montré qu'à de telles fréquences la stabilité de fonctionnement du NE555 était moins bonne, nous l'avons fait suivre d'un circuit divisant celle-ci par 100. $IC_3$ est relié au circuit START/STOP par la broche 4 ce qui permet de bloquer le fonctionnement de l'horloge quand elle est portée à l'état « 0 ». Un potentiomètre ajustable de 10 kΩ, Ajl, permet la calage de la fréquence de sortie du montage sur 100 Hz et la stabilité du signal atteint sans difficultés 0,1 %, ce qui est très largement suffisant pour l'utilisation envisagée. $IC_3$ est suivi de deux circuits divisant par 10 la fréquence du signal d'entrée, $IC_4$ et $IC_5$, ce qui fait qu'à la sortie de $IC_5$, nous obtenons un signal rectangulaire d'une fréquence de 1 Hz. $IC_4$ et $IC_5$ sont des compteurs/diviseurs par 10 du type SN 7490. La synchronisation du fonctionnement des trois circuits formant horloge s'opère en provoquant la remise à zéro des sorties des diviseurs par 10, $IC_4$ et $IC_5$ lors de l'appui sur $BP_2$. De cette manière, la sortie de $IC_5$ passe à l'état « 1 » 0,8 s après l'appui sur $BP_1$ et à l'état « 1 » 1 seconde après très exactement. Le compteur ne réagissant que sur les fronts descendants de ce signal, le comptage de la première seconde s'effectue bel et bien 1 seconde après l'appui sur $BP_1$.

**e) Le compteur (fig. 3)**

Désirant compter et visualiser les minutes et les secondes, il nous fallait un compteur par 60 pour les secondes et un compteur par 100 pour les minutes. Le comptage des secondes s'effectue très simplement par $IC_6$ qui est une décade du type SN7490 et qui délivre les résultats désirés suivant le codage habituel BCD (0000, 0001, 0010, etc.). Le comptage des dizaines de secondes est un peu plus complexe car nous avions besoin d'un compteur par 6. En effet, il y a comme chacun sait 60 secondes dans une minute et le comptage de la première minute doit s'effectuer lors de l'apparition de la 60ᵉ impulsion d'horloge. Nous avons donc réalisé le compteur par 60 en faisant suivre le compteur des secondes (par 10) d'un compteur par 6. Celui-ci est en fait assez simple à réaliser car les sorties B et C de $IC_7$ passent toutes deux à l'état « 1 » pour la première fois lors du comptage de la 6ᵉ impulsion appliquée à l'entrée de ce circuit (broche 14). Il suffit donc de relier les deux sorties B et C à l'entrée d'une porte ET, formée ici des deux portes NAND $IC_{10a}$ et $IC_{10b}$ montées en série et de relier la sortie de ce circuit aux broches de RAZ de $IC_7$ (broches 2 et 3) et le tour est joué. En effet, le comptage de la 6ᵉ impulsion appliquée à l'entrée de $IC_7$ voit les deux sorties B et C passer à l'état « 1 » ce qui se traduit par une remise à zéro instantanée des sorties du compteur et le cycle recommence. La sortie D de $IC_7$ étant inutile, nous ne l'avons reliée ni au circuit Décodage/Affichage ni au circuit Temporisateur. La remise à zéro des sorties de $IC_7$ par un autre moyen que le comptage de la 6ᵉ impulsion appliquée à son entrée est rendue possible grâce à la liaison de la broche 5 de $IC_{10b}$ avec le point G via l'inverseur $IC_{10c}$.

Le comptage des minutes est confié aux diviseurs par 10 $IC_8$ et $IC_9$ montés très classiquement en série. L'information permettant le comptage des minutes est prélevée à la sortie C du circuit $IC_7$. La remise à zéro de toutes les sorties du compteur s'opère en portant à l'état « 1 » les broches 2 et 3 de chacun des circuits avec, comme nous l'avons vu plus haut, une légère variante pour le circuit $IC_7$. Etant donné qu'en matière de photographie il est rare qu'une opération quelconque dure plus de 40 minutes et que le CM1 est doté d'une capacité de comptage de 99 minutes, nous ne l'avons pas équipé d'indicateur de dépassement. Ceux que ce dispositif intéresserait peuvent néanmoins l'en équiper en s'inspirant de celui qui est prévu d'origine sur le fréquencemètre digital FPX 1 (H.P. n° 1653). En dehors des liaisons indispensables entre le compteur et le circuit Décodage/Affichage, d'une part et le circuit Temporisateur, d'autre part, une sortie est prévue pour le comptage des dizaines de secondes

(point F) et une autre pour celui des minutes (point J). Ces deux informations serviront, comme nous le verrons plus loin, à piloter le fonctionnement de l'avertisseur cyclique.

### f) Le circuit Décodage/Affichage (fig. 3)

Cette partie du CM1 est destinée à visualiser le résultat du comptage et nous avons employé une série de décodeurs intégrés du type SN7447 reliés à autant d'afficheurs 7 segments équipés de diodes LED. La liaison des décodeurs avec le compteur ne présente aucune particularité hormis celle de $IC_{12}$ dont l'entrée D est reliée à la masse. Les entrées et les sorties d'effacement des zéros inutiles sur $A_3$ et $A_4$ ont été branchées grâce aux liaisons entre RBi de $IC_{14}$ et la masse, d'une part et RBi et RBo de $IC_{13}$ et $IC_{14}$, d'autre part. Après la remise à zéro du compteur seuls $A_1$ et $A_2$ afficheront « 0 0 », $A_3$ et $A_4$ étant alors éteints. Les liaisons entre les décodeurs et les afficheurs se font par l'intermédiaire de résistances de 330 Ω ce qui garantit un bon compromis entre la luminosité et la consommation de ce circuit. Les afficheurs sont des FND 507 à anodes communes et à haute luminosité. Deux diodes LED sont disposées entre les afficheurs des secondes et ceux des minutes évitant ainsi toute confusion lors de la lecture. Pour des questions pratiques, les liaisons entre le compteur et les décodeurs se font à l'aide de fils la liaison directe par le circuit imprimé s'avérant impossible avec de l'epoxy simple face.

Le fonctionnement du chronomètre peut à présent être étudié dans son ensemble. L'appui sur BP2 provoque le passage à l'état « 1 » du point G ce qui provoque la remise à zéro de toutes les sorties du compteur et est visualisé sur les afficheurs $A_1$ et $A_2$. Parallèlement la broche 2 de $IC_2$ est à l'état « 0 » ce qui positionne la sortie Q de ce même circuit à l'état « 0 » et bloque ainsi le fonctionnement de $IC_3$. Le relâchement de BP2 permet au point G de revenir à l'état « 0 » et toutes les sorties du compteur restent inchangées.

L'appui sur BP1 provoque le basculement de la sortie de $IC_2$, Q est donc à l'état « 1 » et le circuit $IC_3$ délivre un signal rectangulaire d'une fréquence de 100 Hz. A la sortie de $IC_4$ nous obtenons un signal de 10 Hz et de 1 Hz à celle de $IC_5$. L'apparition de la 100[e] impulsion produite par $IC_3$ fait basculer la sortie de $IC_5$ de l'état « 1 » à l'état « 0 » ce qui entraîne le comptage de la première seconde par $IC_6$ ce qui est visualisé sur $A_1$. Le comptage de la 60[e] impulsion appliquée à l'entrée du compteur fait passer la sortie de $IC_7$ de l'état « 1 » à l'état « 0 » ce qui entraîne le comptage de la première minute par $IC_8$ et sa visualisation sur $A_3$. Un nouvel appui sur BP1 fait basculer la sortie de $IC_2$ de l'état « 1 » à l'état « 0 » ce qui bloque le fonctionnement de l'horloge entraînant ainsi l'arrêt du comptage. Le fonctionnement des circuits $IC_4$ et $IC_5$ n'étant pas influencé par l'appui sur BP1, le chrono réagit, en fait, au 1/100[e] de seconde. En effet, si l'information STOP est donnée 11''47/100[e] après l'appui sur START, le nouvel appui sur BP1 provoque la remise en fonction de l'horloge et celle-ci re-démarre à 11''48/100[e], les positions des compteurs $IC_4$ et $IC_5$ étant restées identiques.

L'action sur BP2 provoque la remise à zéro du compteur et des circuits de l'horloge et le chrono est prêt à repartir pour un nouveau cycle.

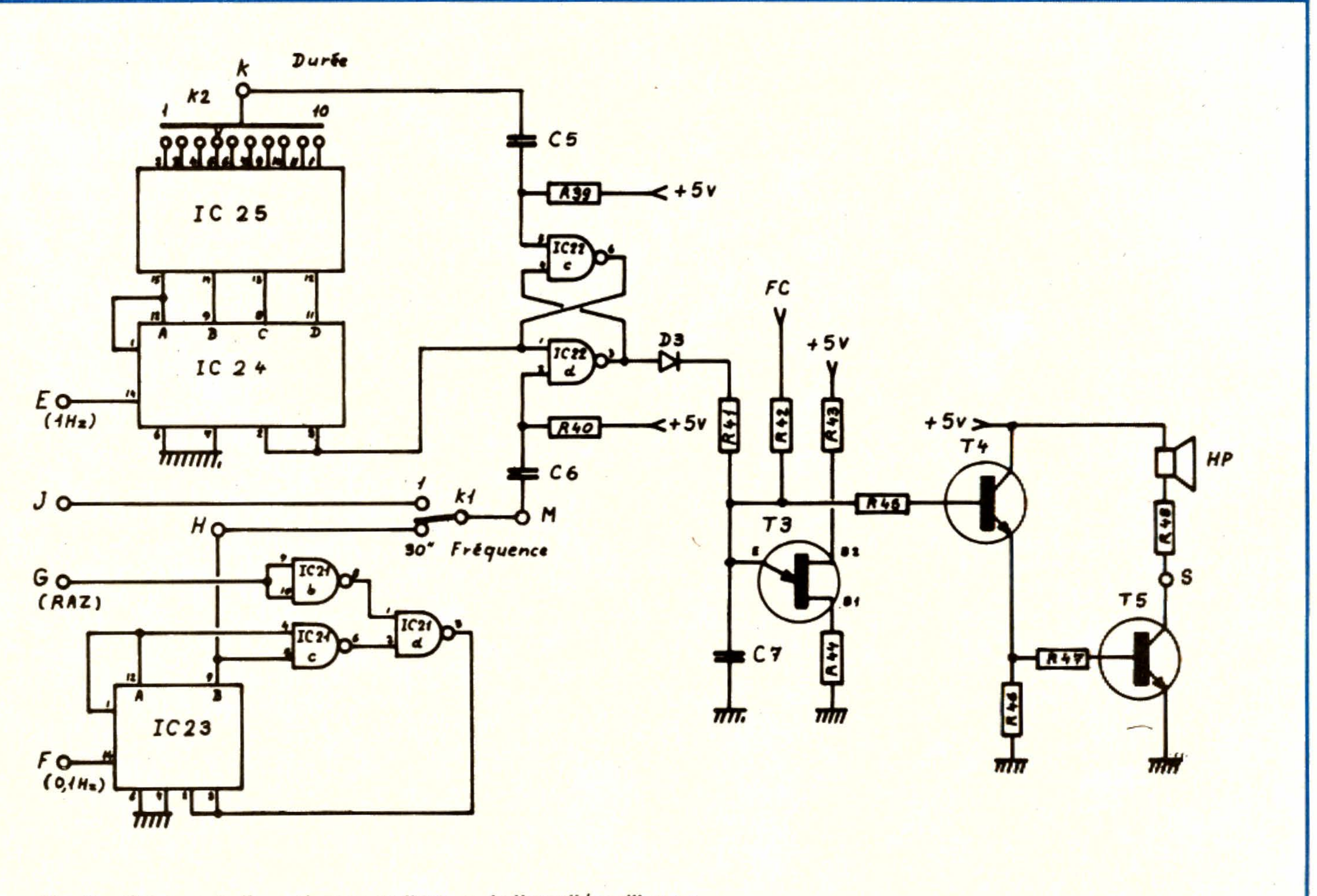



Fig. 5. – Schéma de l'avertisseur cyclique et de l'ampli/oscillateur.

**g) Le temporisateur et la commande de relais (fig. 4)**

Il s'agit de la partie la plus complexe du CM1. Ce circuit est chargé de permettre l'excitation d'un relais dès la mise en marche du chrono et ce, jusqu'à ce que le compteur soit parvenu au nombre de minutes et secondes choisi par le jeu de quatre commutateurs. Il s'agit, en fait, d'un comparateur logique utilisant une série de décodeurs binaire/décimal reliés à un détecteur programmable. Les sorties du compteur sont reliées aux entrées d'une batterie de quatre décodeurs BCD/décimal du type SN7442. Tout nombre binaire codé BCD injecté aux entrées du SN7442 provoque l'apparition d'un signal à l'état « 0 » sur la sortie décimale correspondante. Ainsi, si les sorties de $IC_6$ affichent le nombre binaire 0001, la broche 2 de $IC_{15}$ est à l'état « 0 » ce qui correspond au nombre 1 en langage décimal. Les sorties de chaque décodeur BCD/décimal sont reliées à des commutateurs rotatifs dont les curseurs sont suivis d'autant d'inverseurs ($IC_{19a}$ à $IC_{19d}$). De ce fait, si $K_3$ est placé sur « 3 », $K_4$ sur « 2 », $K_5$ sur « 5 » et $K_6$ sur « 1 », comme cela est représenté sur le schéma, nous pouvons en déduire que l'ensemble des commutateurs est positionné sur 15'23''. De fait, lorsque ce temps sera atteint par le chronomètre, toutes les broches de sortie des décodeurs auxquelles sont reliés les curseurs des commutateurs seront à l'état « 0 » et, par conséquent, les sorties des inverseurs $IC_{19a}$ à $IC_{19d}$ à l'état « 1 ». Les sorties des quatre inverseurs étant reliées aux entrées de la porte NAND $IC_{20a}$, la sortie de celle-ci ne bascule à l'état « 0 » que lorsque le temps indiqué par le chronomètre est identique à celui choisi par les positions de $K_3$ à $K_6$. Une bascule RS, formée de $IC_{20b}$ et de $IC_{21a}$, permet le fonctionnement de la commande de relais laquelle demande, comme nous le verrons plus loin, la présence d'un signal à l'état « 1 » à la sortie de $IC_{21a}$ pour agir. L'appui sur BP2 provoque le passage à l'état « 0 » de la broche 1 de $IC_{20b}$ (voir fig. 2, sortie RAZ) ce qui entraîne le basculement de la sortie de ce circuit à l'état « 1 » et celui de la sortie de $IC_{21a}$ à l'état « 0 » : le relais est décollé. L'appui sur BP1 provoque la mise en marche du chronomètre et le passage à l'état « 0 » de la sortie de $IC_{1a}$ où est prélevée l'information ST. La transmission de cette information à l'entrée 13 de $IC_{21a}$ provoque le passage à l'état « 1 » de la sortie de ce circuit et le collage du relais. Par ailleurs, la sortie de $IC_{20b}$ bascule à l'état « 0 » et le montage reste verrouillé en cet état. La concordance entre le temps choisi par les commutateurs et celui affiché par le chronomètre se traduisant par l'apparition d'un signal à l'état « 0 » en sortie de $IC_{20a}$, la bascule change d'état et le relais retombe à cet instant précis. Si aucune commande de RAZ n'intervient, le chronomètre continue de fonctionner au-delà de la durée de temporisation. Nous obtenons donc bel et bien le collage du relais pendant un temps programmé grâce à l'action sur les quatre commutateurs.

La commande de relais est des plus simples : deux transistors montés en Darlington provoquent le collage du relais lorsque le signal recueilli à la sortie de $IC_{21a}$ est à l'état « 1 ». La liaison entre le Darlington $T_1/T_2$ et $IC_{21a}$ est assurée par une résistance de 10 kΩ, $R_{36}$. Le relais utilisé ici est d'un modèle très classique à 2 inverseurs et est prévu pour fonctionner sous 9 V. La source de tension de ce relais est prélevée aux bornes du condensateur de filtrage de l'alimentation du CM1. Une diode montée en inverse, $D_1$, est reliée aux bornes de la bobine du relais et assure la protection des transistors $T_1$ et $T_2$ contre les surtensions dues au courant de rupture.

Un avertisseur sonore en fin de temporisation a été prévu et son fonctionnement est des plus simples. Il faut tout d'abord savoir que le fait de porter le point FC à l'état « 1 » provoque l'apparition d'un son ce qui sera étudié lors de la description de l'avertisseur cyclique. Ceci posé, il suffit d'observer le circuit constitué par la bascule RS $IC_{22a}$ et $IC_{22b}$. L'appui sur BP2 provoque, rappelons-le, le passage du point G à l'état « 1 », d'où la remise à zéro générale du chronomètre et du temporisateur, puis à l'état « 0 ». L'entrée 9 de $IC_{22b}$ étant reliée à G via le condensateur $C_4$, le relâchement de BP2 provoque l'apparition d'une très courte impulsion négative sur l'entrée 9 ce qui fait que la sortie de ce circuit est à l'état « 1 » et celle de $IC_{22a}$ à l'état « 0 ». S'agissant d'une bascule RS, tant qu'aucune information négative ne parvient sur l'entrée 12 de $IC_{22a}$, les sorties restent dans cet état et le CM1 est muet. A la fin de la temporisation programmée, la sortie de $IC_{20a}$ passe à l'état « 0 » ce qui se traduit par l'apparition d'une courte impulsion négative sur la broche 12 de $IC_{22a}$ et provoque l'inversion des états respectifs des sorties de $IC_{22a}$ et de $IC_{22b}$ entraînant ainsi l'apparition d'un signal à l'état « 1 » à la sortie de $IC_{22a}$ : le CM1 produit alors un son indiquant la fin de la temporisation programmée. Un nouvel appui sur BP2 fait basculer les états de $IC_{22a}$ et $IC_{22b}$ et rend le CM1 silencieux de nouveau.

**h) L'avertisseur cyclique (fig. 5)**

Le but recherché lors de l'étude de cette partie du CM1 était la production toutes les trente secondes ou toutes les minutes d'un son d'une durée réglable de 1 à 10 secondes rappelant à l'opérateur qu'il faut agiter le bain de développement. Nous avons repris le principe de fonctionnement du tempori-

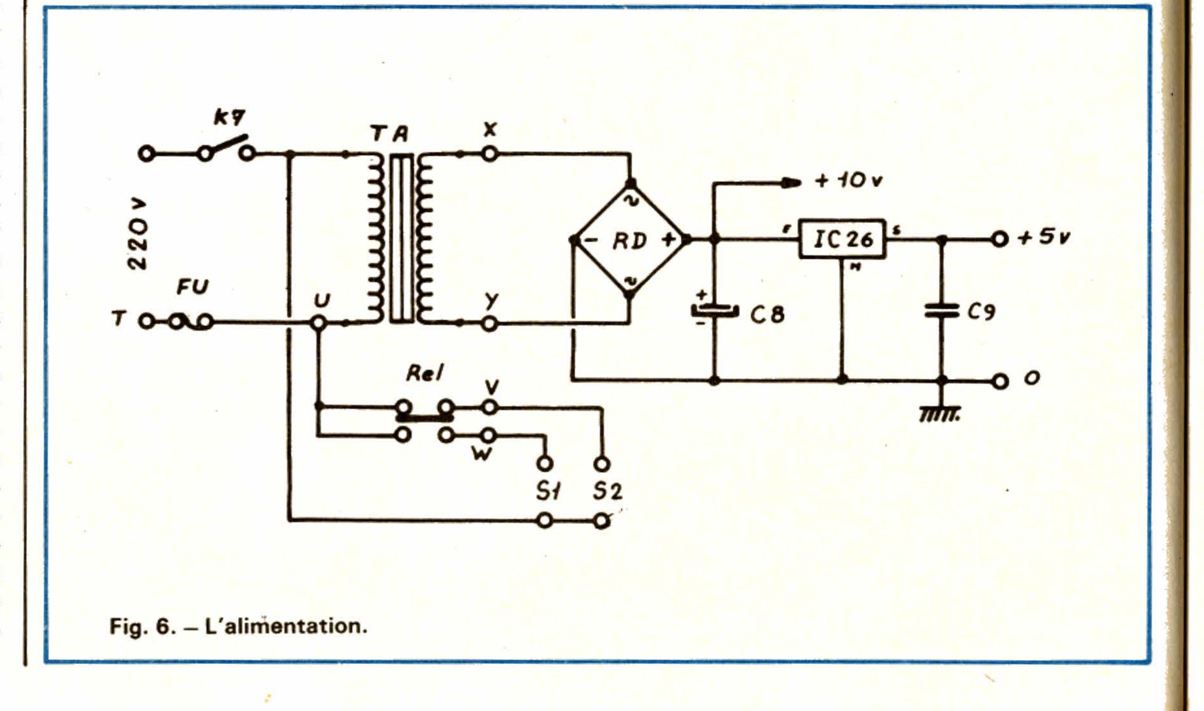


Fig. 6. – L'alimentation.

sateur : à savoir la production d'une impulsion de durée programmable par une méthode purement digitale éliminant les imprécisions congénitales des circuits RC dans les durées moyennes et longues. Le principe est, en fait, assez simple : un compteur SN7490, IC24, est relié à la sortie de l'horloge 1 Hz et ses sorties à un décodeur BCD/Décimal SN7442, $IC_{25}$. Un commutateur à 10 positions, $K_2$, est relié aux sorties du décodeur et son curseur à l'entrée de $IC_{22c}$ via $C_5$ qui forme avec $IC_{22d}$ une bascule RS. L'autre entrée de la bascule RS est reliée à un commutateur, $K_1$, qui sélectionne les informations de début de comptage toutes les minutes quand il relie le point M au point J (voir fig. 3) ou toutes les trente secondes s'il le relie au point H. La remise à zéro du compteur $IC_{24}$ s'effectuant lorsque les broches 2 et 3 de ce circuit sont à l'état « 1 », on considère que la sortie de $IC_{22c}$ se trouve dans cet état et, bien entendu, celle de $IC_{22d}$, dans l'état inverse. On suppose $K_1$ placé sur 1' et $K_2$ sur 4''. A la mise en marche du chrono rien ne se passe, le point J étant à l'état « 0 » et la sortie de $IC_{22c}$ à l'état « 1 ». Le comptage de la première minute provoque le passage du point J de l'état « 1 » qu'il avait pris lors du comptage de la 40^e^ seconde (voir étude du compteur) à l'état « 0 » ce qui provoque le basculement des états respectifs de $IC_{22c}$ et $IC_{22d}$. Les broches 2 et 3 de $IC_{24}$ sont donc à l'état « 0 » et le comptage des secondes commence. Lorsque $IC_{24}$ compte la 4^e^ seconde après la mise en marche du dispositif, le point K passe à l'état « 0 » ce qui fait que l'entrée 5 de $IC_{22c}$ reçoit via $C_5$ une très courte impulsion négative faisant basculer à nouveau les sorties de $IC_{22c}$ et $IC_{22d}$ dans leur état initial et, partant de là, provoquant la remise à zéro de $IC_{24}$. Le fait de porter la sortie de $IC_{22d}$ à l'état « 1 » entraînant la production d'un signal sonore, ce que nous verrons plus loin, nous obtenons donc toutes les minutes un son dont la durée dépend de la position de $K_2$. La production de l'information de départ toutes les trente secondes fait appel à un diviseur par trois constitué de $IC_{23}$ et des portes $IC_{21b}$, $IC_{21c}$ et $IC_{21d}$ relié à la sortie de $IC_6$. Le diviseur par trois utilise le même principe que le diviseur par six du compteur. En effet, si l'on examine le code binaire on s'aperçoit que les sorties A et B du SN7490 ($IC_{23}$) sont toutes deux à l'état « 1 » du comptage de la 3^e^ impulsion. Nous avons donc relié ces sorties aux entrées d'une porte ET formée de $IC_{21c}$ et de $IC_{21d}$ et relié la sortie de celle-ci aux broches 2 et 3 de $IC_{23}$. De cette manière le comptage de la 3^e^ impulsion appliquée à l'entrée de $IC_{23}$ provoque la remise à zéro des sorties A et B et le cycle recommence. Une des entrées de $IC_{21d}$ étant reliée au point G via l'inverseur $IC_{21b}$, la remise à zéro du diviseur par 3 peut s'opérer indépendamment du processus décrit plus haut. L'entrée de $IC_{23}$ étant reliée à la sortie F du compteur, le système produit un signal basculant de l'état « 1 » à l'état « 0 » toutes les trente secondes, ce que nous désirions. Nous obtenons donc le processus de fonctionnement désiré soit la production toutes les minutes ou toutes les trente secondes d'un signal d'une durée réglable de 1 à 10 secondes en sortie de $IC_{22d}$, le dit signal étant à l'état « 1 » afin de permettre la commande de l'ampli-oscillateur que nous examinons à présent.

### i) L'ampli-oscillateur (fig. 5)

Désirant produire un son à partir des informations provenant du temporisateur et de l'avertisseur cyclique et voulant différencier celles-ci par l'audition d'un signal de tonalité différente, nous avons retenu le montage visible sur le schéma de la figure 5. Celui-ci se compose d'un oscillateur à relaxation utilisant un transistor unijonction, $T_3$, suivi d'un petit ampli faisant appel aux transistors NPN $T_4$ et $T_5$. L'UJT est ici monté de manière très classique et nous obtenons sur l'émetteur de $T_3$ un signal en dent de scie lorsque $C_7$ est chargé soit par $R_{41}$ soit par $R_{42}$. Les valeurs de ces résistances étant différentes : 6,8 kΩ pour $R_{41}$ et 10 kΩ pour $R_{42}$, nous obtenons des signaux de fréquences différentes suivant que l'une ou l'autre de ces résistances alimente l'oscillateur. Avec les valeurs indiquées, la fréquence du signal produit par $T_3$ est de 600 Hz environ quand il est commandé par l'avertisseur cyclique et de 400 Hz environ quand il s'agit de la fin de temporisation. Les diodes $D_2$ et $D_3$ évitent tout retour à la masse via les circuits de commande. L'oscillateur est suivi d'un petit ampli dont l'étage d'entrée est constitué de $T_4$ monté en collecteur commun afin d'obtenir une impédance d'entrée suffisamment élevée pour ne pas perturber le fonctionnement de $T_3$. Le second étage de l'ampli est formé de $T_5$ monté cette fois en émetteur commun. Le haut-parleur est monté en série avec $R_{48}$ entre le collecteur de $T_5$ et le + 5 V. Nous avons utilisé sur la maquette un petit haut-parleur de ⌀ 5 cm et d'une impédance de 8 Ω et nous avons monté une résistance de 68 Ω en série ce qui dans notre cas procure une puissance sonore suffisante. Si vous utilisez un haut-parleur d'une impédance différente, il vous faudra modifier la valeur de $R_{48}$. Tel qu'il est décrit, le CM1 produit un son particulièrement agaçant qui rappellera à l'ordre les distraits. Il est, bien entendu, possible de modifier la fréquence et la puissance du signal mais n'oubliez pas que $T_5$ n'est qu'un BC237 ne pouvant dissiper plus de 250 mW, il vous en sera reconnaissant ! Le transistor unijonction que nous avons monté est un TIS43 qui peut être remplacé par le 2N2646 plus courant mais il vous faudra, en ce cas, modifier très certainement la valeur de $R_{43}$, la meilleure solution étant de remplacer celle-ci par un ajustable de 4,7 kΩ en série avec une résistance de 1 kΩ.

### j) L'alimentation (fig. 6)

Le CM1 demande deux sources d'alimentation : + 10 V pour la commande de relais et + 5 V pour les circuits logiques. L'appareil étant assez gourmand, nous l'avons équipé d'un transfo de 9 VA délivrant au secondaire 9 Veff sous 1 A. Cette tension est redressée par un pont moulé et filtrée par un condensateur de 2 200 µF 16 V, $C_8$. La tension aux bornes de ce condensateur étant d'environ 10 V, nous nous sommes servi d'elle pour alimenter le relais. La régulation de l'alimentation + 5 V est confiée à un circuit intégré à présent très courant du type 7805, $IC_{26}$. Ce circuit est livré sous la forme d'un transistor de puissance en boîtier plastique TO 220 et sera monté directement sur le fond du boîtier qui évacuera ainsi les calories dégagées. Le découplage de l'alimentation est assuré par divers condensateurs disposés sur les circuits du CM1. Afin de rendre la lecture des schémas plus claire, nous ne les y avons pas représentés mais ils figurent, bien sûr, dans la nomenclature et sur les plans de câblage. Les sorties du temporisateur sont accessibles grâce à deux prises normalisées commutées par les contacts repos ou travail du relais et protégées par un fusible.

Nous terminons ici la description théorique du CM1 et nous espérons que les explications que nous avons fournies vous permettront d'en comprendre parfaitement le fonctionnement ce qui est indispensable en cas d'ennuis lors de la mise en service.

(à suivre)

**Ph. WALLAERT**

**2^e^ PARTIE : LA REALISATION DU CM 1**

# PROBLEMES DE RESTITUTION PHONOGRAPHIQUE

## conception et mécanique des bras de lecture pivotants

*(Suite - Voir n° 1 665)*

**3° Etude sommaire des phénomènes mécaniques observés à la lecture d'un disque**

**a) La première résonance**

Imaginons que nous imposions à l'ensemble « bras + phonolecteur » un signal de vélocité maximale constante $V_S$ en faisant progressivement croître sa fréquence, à partir de quelques Hz. Au départ, la raideur de $C_S$ est telle qu'il peut être complètement négligé, et $v_1 = v_S$, de même que $v_2$, car la raideur de $C_E$ est encore grande. Le disque meut le bras (l'effort à fournir dépend de $R_{BP}$) sans réponse appréciable du phonolecteur, car $v_3$ est voisin de zéro. Puis l'impédance de $C_E$ commence à décroître, alors qu'augmente celle de $M_{BP}$, le module de $v_3$ augmente progressivement jusqu'à ce que se produise la résonance parallèle, entre $C_E$ et $M_{BP}$ c'est-à-dire jusqu'à la fréquence $F_o$ (première résonance), telle que :

$$F_o = (1/2\pi) \cdot \sqrt{1/(M_{BP} \cdot C_E)}$$

la croissance de $|v_3|$ n'étant limitée que par les éléments dissipatifs ; c'est-à-dire par le coefficient de surtension du circuit antirésonnant considéré :

$$Q = (M_{BP}\,\omega o)/(R_E + R_{BP})\ ;$$

$\omega_o$ étant la pulsation attachée à $F_o$. En général, sans précautions spéciales, Q est assez grand (de 4 à 6) et, une grossière approximation, laisse augurer un module de $v_3$ de peu inférieur à :

$$Q \cdot |v_1| = Q \cdot |V_S|$$

En raison de la forte impédance au nœud A, l'effort à fournir en B est grand (le sillon peut en être endommagé et des réactions élastiques, hors du domaine linéaire, peuvent expulser la pointe du sillon). Toutefois, si la lecture demeure possible, si le sillon résiste, on enregistre une forte croissance de la tension de sortie et beaucoup de distorsion. Cette première résonance se manifeste à une fréquence assez basse et elle est normalement très gênante, car, eu égard à la valeur de Q, elle peut très facilement être excitée par choc (ou feedback acoustique) et donner lieu à des phénomènes très désagréables.

**Exemples numériques**

Pour mieux situer le problème, puisque nous avons évalué des valeurs possibles de $M_{BP}$, calculons $F_o$, en supposant pour $C_E$ une valeur de 15 $\mu$m/ mN (aujourd'hui assez commune), en toutes directions (même s'il est assez courant que l'élasticité verticale soit inférieure à celle mesurée latéralement).

1°) Pour le bras, où $M_{BP} = 18{,}9$ g $= 18{,}9 \cdot 10^{-3}$ kg,
$C_E = 15 \,.\, 10^{-3}$ m/N
on trouve $F_o = 9{,}45$ Hz.

2°) Pour le bras où $M_{BP} = 11{,}65$ g $= 11{,}65 \cdot 10^{-3}$ kg,
$C_E = 15 \cdot 10^{-3}$ m/N
on trouve $F_o = 12{,}03$ Hz.

Ces valeurs sont à la rigueur admissibles, comme nous le verrons plus tard ; mais supposons que nous raisonnions avec $M_{BP} = 35$ g, comme cela se produirait presque immanquablement avec un bras de 30 cm, on aurait $F_o = 6{,}9$ Hz ; ce qui commence à être trop bas, car la résonance sera excitée par le voilement des disques. La situation serait encore pire, si nous utilisions une cellule comme « ADC-26 », où $C_E = 40 \cdot 10^{-3}$ m/N, qui donnerait $F_o = 4{,}5$ Hz, soit une fréquence préférentielle de voilement. C'est la grande raison, pour laquelle on abandonne aujourd'hui les bras de 30 cm, dont la masse $M_{BP}$ est trop élevée pour obtenir une valeur acceptable de $F_o$, avec les phonolecteurs très souples dont nous disposons couramment (ils étaient déjà trop lourds, lorsque $C_E$ descendit aux alentours de $10^{-2}$ m/N – Ortofon SPU).

Diverses considérations (fig. 8) justifient aujourd'hui de situer $F_o$ au voisinage de 10 Hz, d'où l'adoption à peu près généralisée de 23 cm pour longueur maximale des bras soignés (erreur de piste très acceptable) et la tendance à leur allègement pour s'accommoder des phonolecteurs très souples (le bras de 11,65 g serait trop lourd, si
$C_E = 40 \cdot 10^{-3}$ m/N).

Quoi qu'il en soit, il faudra s'ingénier à juguler cette première résonance, si préjudiciable au disque et à la restitution sonore. Nous y reviendrons, mais continuons d'étudier le comportement du phonolecteur et du bras.

**b) La deuxième résonance (dite « médiane » :)**

La fréquence continuant d'augmenter, l'impédance de $M_{BP}$ augmente, celle de

$C_E$ diminue. Par rapport au phonolecteur, le bras tend à l'immobilité. On s'éloigne de la première résonance et le module de $v_3$ diffère de moins en moins de celui de $v_1$ et l'on a même exactement

$$|v_1| = |v_3|,$$

lors de la deuxième résonance, de type série, cette fois, entre $M_T$ (masse efficace du transducteur vue de la pointe de lecture) et $C_E$, à la fréquence $F_1$, telle que :

$$F_1 = (1 \times 2\pi) \sqrt{1/(M_T \cdot C_E)}$$

L'impédance, vue du nœud B, est faible (presque nulle) et

$$|v_1| = |v_3| = |v_5|.$$

En pratique, cette résonance influe peu sur la réponse du transducteur : car elle est assez bien amortie par les éléments dissipatifs ($R_E$), toujours présents (ou introduits) dans les matériaux visco-élastiques centrant et participant aux forces de rappel d'un phonolecteur. Toutefois, comme $M_T$ et $C_E$ vont dominer la situation sur la plus grande partie du spectre sonore, on s'efforce de situer $F_1$ entre 1 et 2 kHz pour que le module de l'impédance mécanique (vue de B) prenne des valeurs comparables aux deux extrémités de l'échelle sonore.

Par exemple, il est assez courant de trouver associés $C_E = 15 \cdot 10^{-3}$ m/N avec $M_T = 0{,}5$ mg $= 0{,}5 \cdot 10^{-6}$ kg, qui donnent $F_1 = 1\,837$ Hz ; donc dans les normes.

### c) La troisième résonance ou résonance supérieure :

L'impédance de $C_E$ tendant à s'annuler, il s'agit cette fois d'une résonance parallèle entre $C_S$ (élasticité du sillon) et $M_T$ (masse de l'équipage mobile). La raideur de la résine vinylique situe cette résonance toujours assez haut, à la fréquence $F_2 = (1/2\pi)\sqrt{1/(M_T \cdot C_S)}$. Par exemple, avec $M_T = 0{,}5 \cdot 10^{-6}$ kg et $C_S = 2{,}5 \cdot 10^{-5}$ m/N, on a $F_2 = 45$ kHz.

Pour la plupart des phonolecteurs actuels, cette résonance dépasserait, en principe, les fréquences audibles. Elle serait assez mal amortie et l'impédance mécanique d'entrée facilement décuplée. En fait, on l'observe très rarement sous cette forme, avec les phonolecteurs stéréophoniques. Aux fréquences supérieures à 15 kHz, se manifestent, presque toujours, des phénomènes assez bizarres : l'élasticité du levier porte-pointe ne peut plus être négligée. Les approximations résultant de notre modélisation de l'ensemble « bras + phonolecteur », à l'aide d'éléments discrets, ne sont plus valables ; en particulier, il a été noté que sous la poussée inégale des deux flancs du sillon (en stéréo), l'équipage mobile tend à tourner autour d'un axe, assez mal défini, et l'on observe pratiquement toujours une résonance (dite de « torsion »), souvent bien amortie, où la diaphonie s'accroît considérablement ainsi que les distorsions et toujours à une fréquence très inférieure à celle calculée précédemment. Au-dessus de cette résonance, il peut arriver que la tension de sortie chute rapidement, si la raideur du porte-pointe est insuffisante (d'où la justification de leviers en titane, en bore, à structure télescopique, ou en rubis, voire en diamant) ; sinon la réponse s'étend et il fut une époque (lors de l'apparition des disques « CD4 »), où l'on comptait beaucoup sur $F_2$, pour étendre la réponse vers les 40 kHz exigés.

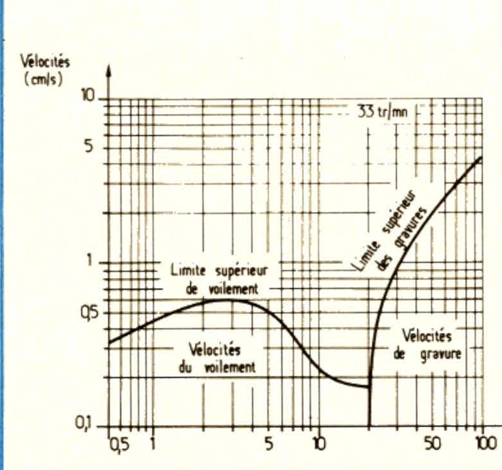



**Fig. 8. – Spectre des vélocités et des fréquences de voilement des disques microsillon 33, 1/3 tr/mn (selon L. Happ et F. Karlov ; A.E.S. septembre 1973), susceptibles d'exciter la résonance verticale de l'ensemble « bras phonolecteur ». On y voit l'avantage de situer la fréquence verticale propre $F_o$ entre 10 et 15 Hz. Avec les phonolecteurs très souples, actuellement disponibles, il importe surtout de ne pas descendre au-dessous de 10 Hz. La fréquence de résonance latérale peut être légèrement plus faible, car il est rare que le voilement soit affecté de composante latérale.**

### d) A propos de l'insuffisance de l'analyse précédente :

Il ne faut pas se leurrer, bien des détails ont été escamotés par notre modélisation simplifiée et des résistances et élasticités perturbatrices furent négligées (ne serait-ce que celle des fils de liaison, conservés par raison de simplicité, bien que diverses tentatives aient essayé de s'en affranchir).

Une modélisation plus raffinée, substituant aux éléments discrets de la figure 5 des composants, assimilant le bras à une ligne de transmission (dont il faudra considérer les divers modes de vibration : latéral, vertical, en torsion ; donc au moins 3 structures de lignes, avec transformateurs de couplage appropriés, aux constituants du phonolecteur) a été tentée en particulier par McLachlan et Yorke.

Il faut un ordinateur pour s'en tirer et justifier, ce que l'expérience avait depuis longtemps appris : l'existence de multiples résonances mécaniques propres du bras, affectant la réponse du phonolecteur et dont l'étude est loin d'être facile. Nous ignorons d'ailleurs si elle est entièrement dominée par les constructeurs. En règle générale, ils cherchent à minimiser ces résonances, par amortissement interne (traitement de l'intérieur du tube, bourrage fibro-visqueux...) et s'efforcent d'adapter les impédances mécaniques terminales du dispositif pour y réduire les ondes stationnaires (plus facile à dire qu'à faire) ; on peut aussi, comme les ingénieurs de Sansui, chercher l'emplacement idéal du pivot, le situant en un nœud vibratoire. Même si la perfection n'est pas de ce monde, les travaux continuent (aux USA, à côté du fameux phonolecteur « Koetsu » qui atteint 1 000 dollars, on parle d'un nouveau bras quasi-idéal d'au moins 1 100 dollars !). L'important, pour nous, est du domaine des phénomènes essentiels, mais il reste beaucoup à élucider, même à partir de structures apparemment simples.

### 4° Une très importante question : amortir la résonance fondamentale $F_o$

Depuis au moins 1930, cette question est à la mode, en raison de ses effets désagréables. Au début, les phonolecteurs étant assez raides (1,5 à 2 µm/mN ; en 1950, 5 µm/mN était très honorable) il fallait absolument réduire $F_o$ et donc alourdir le bras. La sagesse commandait de placer $F_o$ au-dessous l'audible, vers 20 Hz (en se méfiant comme la peste de 25 Hz, fréquence habituelle du ronronnement des moteurs, rendant l'ensemble très sensible au « rumble »). Il rest·it à amortir cette résonance, si facile à ·xciter (les socles de table de lecture en béton étaient déjà connus des professionnels).

**Première méthode :**

Amortissement à la source, au niveau de $C_E$ (fig. 6). Pour cela les fabricants de phonolecteurs introduisaient directement (fig. 9) une résistance visco-élastique entre pointe de lecture et boîtier (années 40 et début des années 50). Pour une

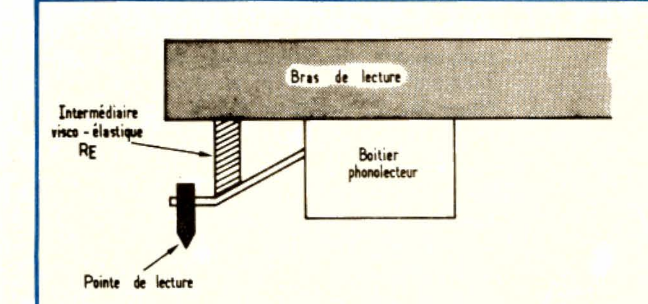



**Fig. 9. – Schématisation du mode d'introduction d'un intermédiaire visco-élastique, directement dans le circuit du dispositif transducteur. Cela se faisait encore au début des années 50 (en France, par exemple, dans un phonolecteur piézoélectrique équipant un tourne-disques « Ducretet-Thomson »).**

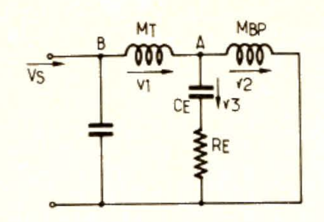



**Fig. 10. – Modélisation simplifiée, correspondant à la figure 9. L'inconvénient du dispositif, démontré par Bachman, est d'imposer trop de contraintes mécaniques au sillon, aux fréquences élevées.**

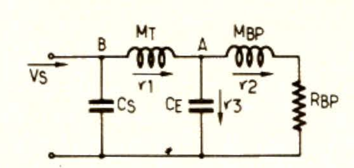



**Fig. 11. – La solution, conseillée par Bachman, consiste à introduire la résistance d'amortissement en série avec le bras. Aucun inconvénient aux fréquences élevées ; mais augmentation de sensibilité dans le grave, gênante avec les disques stéréophoniques.**

certaine valeur de $R_E$, avec $R_{BP} = 0$ (fig. 10) la résonance était convenablement amortie. Par exemple, avec le bras de 18,9 g, déjà étudié on sera probablement satisfait avec $R_E = 2/kg/s$ (ohms mécaniques).

Tout marche bien au voisinage de la résonance $F_0$ ; mais comme l'a bien prouvé Bachman, en 1951, les choses se gâtent aux fréquences élevées. En effet, à 10 kHz, l'impédance mécanique de $M_{BP}$ approche 12 ohms mécaniques, alors que celle de $C_E$ est de l'ordre du millième d'ohm mécanique : conséquence $v_1$ et $v_3$ seront pratiquement égaux, (faible impédance de la branche contenant $C_E$) et si nous prenons $V_S = 5 \cdot 10^{-2}$ m/s, on voit que la force appliquée en A dépassera $10 \cdot 10^{-2}$ N ou, plus concrètement, 10 grammes-force environ ; ce qui commence à exiger déjà beaucoup de la résistance mécanique du sillon. Avec les phonolecteurs de l'époque 1950, on atteignait aisément 25 à 30 grammes-force ! Il fallait trouver autre chose.

**Deuxième méthode : amortissement visqueux du bras**

Elle fut justement proposée par Bachman, en 1951, et eut immédiatement beaucoup de succès et continue d'en avoir ou d'en retrouver. Cette fois (fig. 11) on maintient $R_E = 0$ mais on travaille sur $R_{BP}$. La réalisation de Bachman (fig. 12) consistait en un bras-unipivot (commercialisé par « Gray »), où la résistance d'amortissement est introduite par un bain d'huile au silicone, de viscosité convenable, entre deux hémisphères, dont l'épaisseur était ajustée par la hauteur du pivot. Dans le cas étudié, avec $R_{BP}$ encore voisin de 2 ohms mécaniques, l'amortissement serait satisfaisant, sans inconvénient aux fréquences élevées. La solution Bachman fut extrêmement appréciée des matériels soignés, sous diverses formes, jusqu'à l'avènement de la stéréophonie ; car, par suite du freinage énergique du bras, la courbe de réponse était notablement étendue dans le grave, en même temps que la résonance était aplatie. Les phonolecteurs stéréophoniques, possédant nécessairement une bonne sensibilité verticale, devenaient du même coup trés sensibles au « rumble », ainsi qu'aux disques voilés (avantage perdu : le freinage était tel qu'il s'opposait à une chute violente de la pointe sur le disque).

**Troisième méthode : amortissement dynamique**

S'inspirant de procédés utilisés en mécanique industrielle, B.B. Bauer le proposa pour la première fois en 1957 (à l'intention d'un bras « Dynetic » de Shure) puis y revint en 1963. Sous sa forme initiale, encore fort utilisée, le contrepoids arrière est découplé du reste du bras par un joint d'un matériau visco-élastique juste derrière le pivot vertical (fig. 13). La modélisation, par éléments discrets, donne la figure 14 en version simplifiée (comme fig. 6).

Esquissons seulement le fonctionnement, les calculs étant assez longs. Du

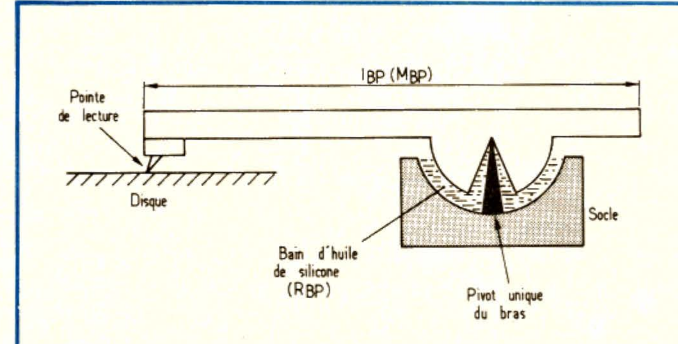



**Fig. 12. – Schéma très simplifié du bras « unipivot », conçu par Bachman pour démontrer le bien fondé de sa théorie. Le frottement par liquide visqueux (huile de silicone) est introduit entre deux surfaces hémisphériques dont la distance est ajustée par la hauteur du pivot. Cette solution (commercialisée par « Gray », en particulier) eut en son temps beaucoup de succès, parmi les audiophiles perfectionnistes.**

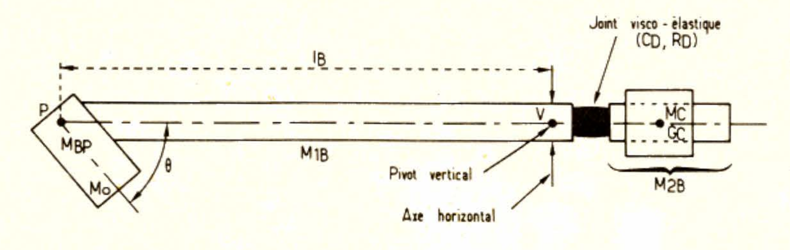
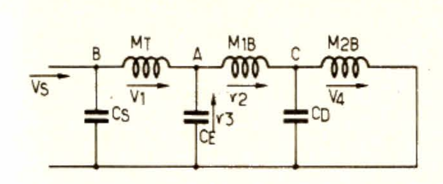



**Fig. 13. – Schéma du système d'amortissement dynamique proposé par B.B. Bauer (1957) usant d'un découplage visco-élastique du contrepoids arrière. Bien que cet amortissement soit insuffisant, avec les phonolecteurs très souples actuels et leurs faibles forces d'application, il continue d'être employé par de nombreux constructeurs.**



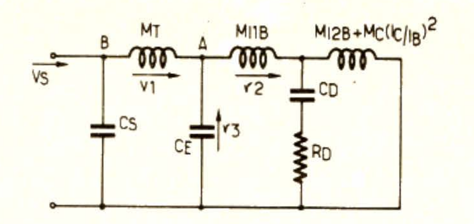




**Fig. 14. – Modélisation du système de la figure 13. T. Nakai a montré, (1973), qu'un amortissement efficace exigerait un accord précis (fonction du phonolecteur utilisé) du circuit résonnant parallèle terminal, et en rapport des masses $M_{1B}$ et $M_{2B}$, qui n'est pratiquement jamais réalisé.**

**Fig. 16. – Modélisation du système proposé par la figure 15. L'étude au simulateur analogique révèle que le résultat optimal correspond à $l_{1B} = 0$ l'amortissement doit être appliqué au niveau du boîtier de la cellule phonolectrice (Résultat confirmé, en 1973, par T. Nakai).**

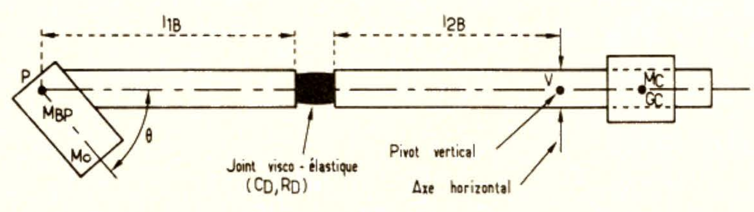



**Fig. 15. – Nouvelle idée d'amortissement dynamique, étudiée par B.B. Bauer, en 1963.**

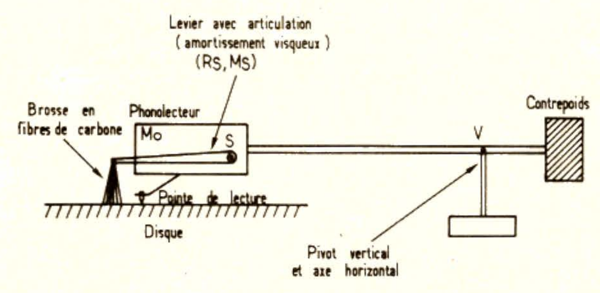



**Fig. 17. – Schématisation du principe d'amortisseur dynamique (inspiré des travaux de T. Nakai) étudié par les laboratoires Shure, pour le modèle « VI5-IV » (étendu, depuis peu, à la série « M 97 »). On ne recherche que l'amortissement des excitations verticales, dues au voilement des disques. Un levier articulé, avec frottement visqueux en S, prend appui sur le disque par une petite brosse en fibres de carbone. Alors que la pointe de lecture est soumise à la vélocité de gravure et à la vélocité de voilement, le levier freiné n'est affecté que par la composante de voilement, qu'il transmet au boîtier du phonolecteur, donc au bras. Pour un réglage convenable, la résonance verticale du bras est amortie et la composante de voilement n'est pas transmise atténuée au dispositif transducteur.**

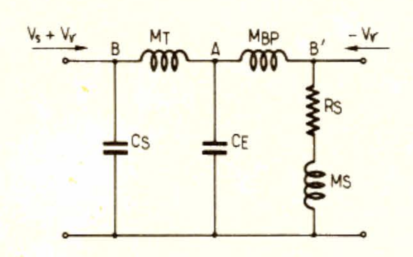



**Fig. 18. – Modélisation simplifiée du système amortisseur de la figure 17, où il fut commode d'introduire deux points d'application de l'excitation mécanique. $R_S$ et $M_S$ sont respectivement les résistance et masse du dispositif amortisseur. Au nœud B sont appliquées simultanément les vélocités de gravure $V_S$ et de voilement $V_v$, alors qu'au nœud B' les fibres de carbone ne transmettent que $-V_v$ (changement de signe par suite de l'inversion d'orientation). De cette manière, la composante de voilement se trouve réduite en A, et les éléments résistants en série avec $M_{BP}$ amortissent la résonance verticale « bras + phonolecteur » (comme chez Bachman).**

point de vue statique rien de changé. Aux fréquences élevées $C_D$ découple $M_{2B}$, vu de la pointe de lecture, le bras s'en trouve légèrement allégé. Aux fréquences très basses, $M_{1B}$ et $M_{2B}$ sont bloqués par la raideur de $C_D$, donc aucune modification. Par contre, si $C_D$ et $M_{2B}$ résonnent au voisinage de $F_o$ (un peu au-dessous habituellement), l'impédance au nœud C est considérable et la résonance prévue à $F_o$ s'en trouve freinée ; toutefois il se manifeste deux résonances parasites, encadrant $F_o$ selon que l'ensemble $C_D$, $M_{2B}$ se comporte comme une impédance capacitive ou inductive. Ces 2 résonances sont de moindre amplitude que celle prévue à $F_o$ ; mais elles existent. Somme toute, on reconnaît un comportement analogue à celui d'un « bass-reflex ». En principe, l'amortissement dynamique, pour être efficace exigerait un accord précis du circuit $C_D$, $M_{2B}$ et également le respect d'un rapport convenable entre $M_{1B}$ et $M_{2B}$. En fait, le système est largement appliqué de nos jours avec un simple joint visco-élastique passe-partout, et, comme l'a montré Gary T. Nakai (Journal A.E.S. septembre 1973), la masse $M_{2B}$ étant toujours insuffisante, cet amortissement dynamique est loin d'être satisfaisant (la pointe de résonance, à $F_o$) est remplacée par deux résonances rapprochées et d'amplitudes très légèrement réduites, par rapport à la précédente ; de 3 à 6 dB ?).

Bauer l'avait déjà bien compris et, revenant sur ce problème en 1963, orientait ses recherches dans le sens indiqué par la figure 15, modélisée figure 16. Le joint visco-élastique est donc introduit dans la partie du bras soutenant le phonolecteur, et l'on expérimenta sur simulateur analogique pour déterminer le rapport optimal des longueurs $l_{1B}$ et $l_{2B}$ ainsi que $C_D$ et $R_D$.

Comme le confirma T. Nakai, la meilleure solution correspond à $l_{1B} = 0$, ou $l_{2B} = l_B$. Donc, le meilleur amortissement dynamique doit s'appliquer au niveau même de la cellule phonolectrice. Les résultats de T. Nakai, avec cellule phonolectrice oscillante autour d'un axe horizontal freiné (il considérait plus urgent d'amortir la résonance verticale, en raison des disques voilés) furent sans doute à l'origine des travaux qui conduisirent « Shure » à doter son phonolecteur « V15-IV » d'un nouvel amortisseur dynamique (fig. 17, 18, 19, 20 et 21) alors que Alec Rangabe, en Angleterre, optait pour un amortisseur externe (sorte de petit « dashpot », avec patin de téflon glissant sur le disque et piston mobile à l'intérieur d'un minuscule cylindre plein d'huile de silicone). A notre connaissance, il en existe, actuellement, deux versions commercialisées (exploitant le même

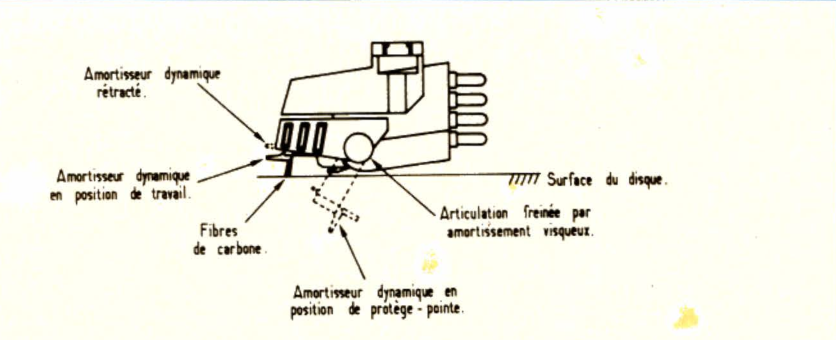



**Fig. 19. – Schéma de la mise en œuvre pratique de l'idée de la figure 17, pour le phonolecteur Shure « VI5-IV » où les concepteurs surent ingénieusement combiner les rôles du levier freiné, nécessaire à l'amortissement vertical et de l'étrier protégeant la pointe de lecture, en période d'inutilisation. D'ailleurs, pour faire d'une pierre deux coups, le levier prend appui sur le disque par des fibres de carbone conductrices, qui permettent, grâce à des pièces et des joints conducteurs, de l'utiliser également pour dériver dans la mesure du possible, les charges statiques vers la masse.**

principe, sauf légères variantes), l'une par « Dischwasher » aux USA, l'autre par « Zeppa » en Angleterre.

**Réapparition de l'amortissement visqueux :** L'idée de Bachman ne fut jamais vraiment abandonnée. Même avec les disques stéréophoniques, on eut toujours recours à certaines formes d'amortissement visqueux (ne serait-ce que pour les bras « unipivots », où il est difficile de s'en passer). Les formes récentes d'amortissement dynamique visant davantage la résonance verticale, on peut toujours recourir au procédé Bachman pour la résonance latérale. C'est ce qu'ont fait « S.M.E. » (pour sa série II et sa sèrie III) et quelques autres constructeurs, avec toujours un bain d'huile de silicone (entourant cette fois la monture du pivot vertical, tout en usant pour le freinage d'une palette solidaire du bras (plus efficace latéralement que verticalement).

**A propos de l'excitation de résonance par torsion du bras.** La poutre constituant le bras étant habituellement mal amortie en torsion, des résonances, en ce sens peuvent être excitées. Pierre Clément les avait notées en monophonie et prenait grand soin que la pointe de lecture de ses capteurs soit aussi proche que possible de l'axe du bras (pratiquement confondu avec l'axe naturel d'oscillation, lié à l'ellipsoïde d'inertie). La construction s'en trouvait compliquée. Aujourd'hui, on ne sait trop si tous les constructeurs s'en préoccupent : certains n'ont pas l'air d'attacher grande importance à la distance séparant la pointe de lecture et l'axe du bras, on ne parle d'ailleurs plus guère de résonances en torsion ce qui ne veut pas dire qu'elles aient disparu bien que moins excitées à partir de phonolecteurs très souples.

### 5° Petites remarques à propos de la force verticale d'application et du montage du bras

a) Le rôle de la force verticale d'application est de maintenir la pointe de lecture dans le sillon, tout en conservant le contact avec la gravure ; sans toutefois imposer à celle-ci de contraintes susceptibles de l'endommager. Une remarque s'impose d'ailleurs en stéréophonie où, en principe, chaque flanc du sillon étant indépendant de l'autre, doit assurer, entièrement, le guidage de la pointe qui l'explore (en monophonie, les deux flancs du sillon contenant le même signal, assurent complémentairement le guidage : les concavités de l'un, correspondent toujours à leur contrepartie convexe de l'autre). En stéréophonie, les parties convexes guident réellement la pointe de lecture ; par contre, c'est à la force d'application de fournir l'accélération nécessaire pour les parties concaves (ainsi que pour absorber le voilement).

En réalité, la situation est naturellement plus favorable ; les deux flancs du sillon ne sont pas entièrement indépendants : ils contiennent une composante latérale habituellement double de la composante verticale (la raison pour laquelle l'élasticité verticale est, souvent, inférieure à celle, indispensable, latéralement) ; sauf aux fréquences très basses où la composante latérale domine très largement (sans pour autant annuler toute composante verticale, en raison de l'effet de « pincement » qui subsiste ; bien que moins redouté qu'il ne le fut). Somme toute, la force verticale d'application (que les constructeurs prennent soin de préciser dans leurs notices) doit, dans les pires conditions, maintenir la pointe de lecture dans le sillon. Il importe qu'elle ne soit pas trop faible, car s'il arrive que la pointe flotte ayant perdu contact avec l'un ou l'autre des flancs, il en résultera des chocs et la gravure en souffrira.

Une théorie complète de la force d'application n'étant pas de mise, nous nous bornerons à une règle empirique, déduite d'une étude très complète de la question par le professeur F.V. Hunt en 1962 (« The rational Design of Phonograph Pickups »), aboutissant pour surmonter les circonstances les plus difficiles à la formule suivante (limitant inférieurement la force verticale d'application $F_{va}$) :

$$F_{va}\,(\text{mN}) \geqslant 70/C_E + 20 \cdot M_T + M_{BP}/4$$

où $C_E$ est l'élasticité de l'équipage mobile en (µm/mN), $M_T$ la masse dynamique efficace de l'équipage mobile, vue de la pointe de lecture, en mg, et $M_{BP}$ la masse efficace vue de la pointe de lecture du bras, exprimée en gramme (chacune des grandeurs mesurée de la façon la plus convenable, $C_E$ exprimé en (µm/mN) a même valeur numérique que dans l'ancien système avec $10^{-6}$ cm/dyne).

Cela dit, pour le bras lourd déjà considéré, où $M_{BP}$ = 18,95 g, avec :

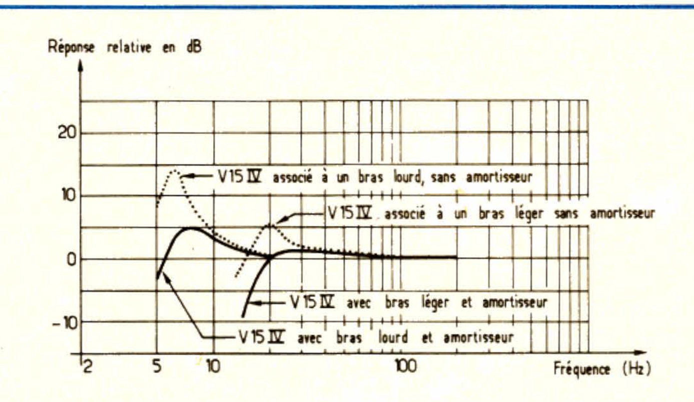



**Fig. 20. – Courbes montrant l'efficacité de système d'amortissement de la figure 19, avec phonolecteurs « VI5-IV » pour les excitations verticales (disque-test STR 120 de CBS, tournant à 16 tr/mn). Bien que moins efficace avec bras lourd, la solution adoptée révèle une universalité satisfaisante.**

$M_T$ = 0,5 mg et $C_E$ = 15 µm/mN, on aurait :

$$F_{va} \geqslant (4,7 + 10,0 + 4,75) \text{ mN},$$

$$\text{ou } F_{va} \geqslant 19,5 \text{ mN } (1,95 \text{ gp}).$$

Avec le bras léger, où $M_{BP}$ = 11,65 g, et le même phonolecteur, on pourrait se contenter de :

$$F_{va} \geqslant (4,7 + 10,0 + 2,91) \text{ mN},$$

$$\text{ou } F_{va} \geqslant 17,6 \text{ mN}, (1,76 \text{ gp}).$$

Ces résultats sont en bon accord avec la notice du constructeur dont nous avions utilisé, sans idée préconçue, les caractéristiques d'un phonolecteur pour guider nos calculs ; car il conseille pour ce modèle une force d'application comprise entre 17 et 23 mN (heureuse coïncidence !).

Cela dit, la règle de Hunt n'a rien de mystérieux : elle se base sur la nécessité de surmonter des difficultés extrêmes constatées, supposées se manifester simultanément, dans les pires conditions : amplitude de gravure 70 µm, accélération de gravure très exagérée, mais pouvant s'observer de 20 000 m.s⁻² (les « laboratoires Shure » ont mesuré davantage encore : 40 cm/s à 15 kHz, soit plus que 38 000 m.s⁻² d'accélération ! Valeur complètement hors des normes, hors de toute sagesse, destinée à voir sa gravure rabotée par la pointe de lecture, car il ne doit pas exister de phonolecteur capable de la suivre.

Enfin, accélération verticale de voilement (habituellement sauf précaution spéciale) transmise au bras, car d'une fréquence inférieure à la 1re résonance $F_0$) de 0,25 m.s⁻² (dans cette formule, utiliser la plus faible valeur pour $C_E$, si les élasticités latérale et verticale diffèrent notablement). On constatera aussi, dans les deux cas envisagés, que l'appui vertical impose à la pointe de lecture une déflexion statique de l'ordre de 0,2 mm, en accord avec les conseils de F.V. Hunt qui prescrit que cette déflexion ne doit pas être inférieure à 0,16 mm.

Toutes les règles de sécurité sont respectées (il est moins dangereux d'augmenter légèrement l'appui vertical, que de le réduire).

b) Sur la hauteur du bras : il semble assez évident qu'il serait souhaitable que, lorsque la pointe de lecture se déplace par rotation autour de son axe horizontal en raison du voilement des disques (toujours l'éternelle question), elle le fasse dans un plan vertical, afin de ne pas modifier ses modes de contact avec les deux flancs du sillon (sinon, variation prévisible de diaphonie entre canaux) ; donc axe horizontal orthogonal à l'axe du phonolecteur (rare, cela complique la construction). Il faut aussi que cet axe soit dans le plan contenant le disque (sinon, figure 22, la pointe de lecture, dans son mouvement vertical, se déplacera aussi longitudinalement par rapport au sillon ; ce qui modulera la fréquence du signal, en provoquant un pleurage de voilement (parfois 1,5 %) souvent perceptible).

Cette dernière condition est rarement réalisée par les bras à deux axes orthogonaux ; elle est par contre plus aisément remplie avec certains bras « unipivots ». Si elle ne peut être qu'approximativement vérifiée, il faut s'efforcer de s'en rapprocher au maximum (d'autres problèmes surgiront d'ailleurs, à cette occasion).

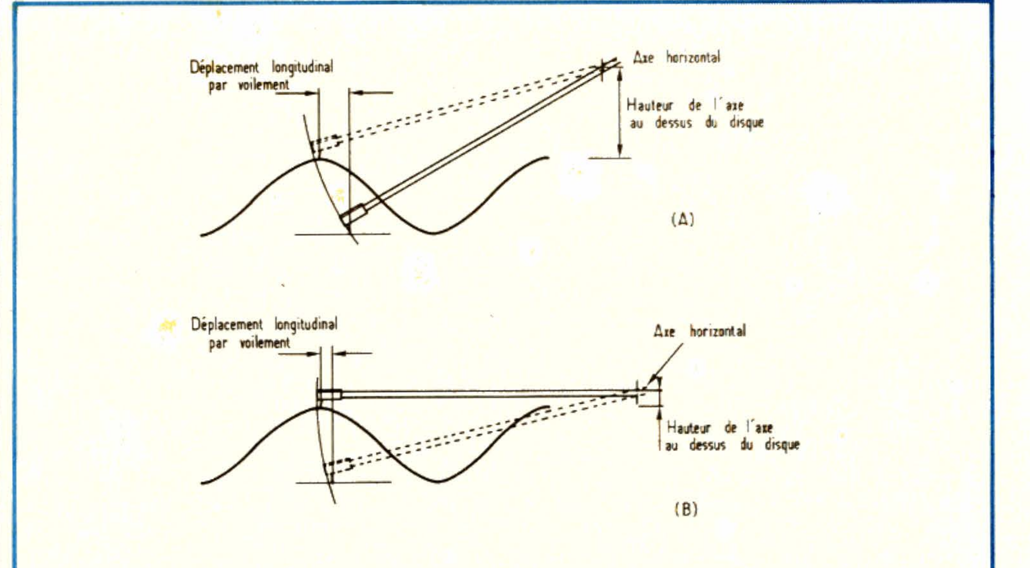



**Fig. 22. – Représentation très schématique et, également, très exagérée, destinée à expliciter l'influence de la hauteur, au-dessus du disque, de l'axe horizontal du bras, sur l'amplitude des déplacements longitudinaux de la pointe de lecture par rapport au sillon (en A, cette amplitude est nettement plus importante qu'en B) générateurs de pleurage.**

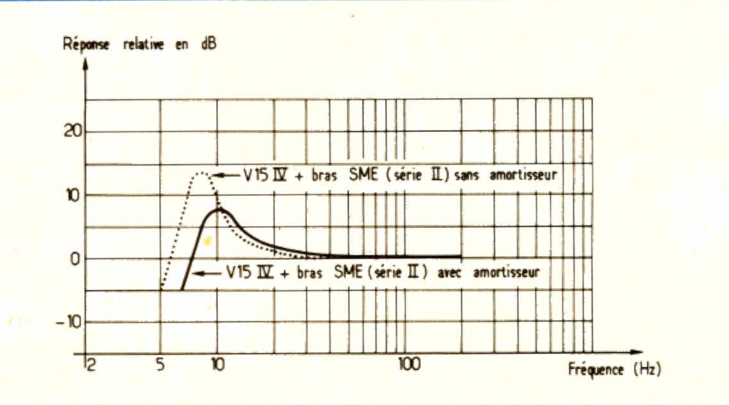



**Fig. 21. – Graphes similaires à ceux de la figure 20, mais pour des excitations latérales. Comme il était prévisible, l'efficacité est nettement moindre, que dans le cas précédent. D'où le retour de « SME » à l'amortissement visqueux du bras (style Bachman) mais avec bain d'huile de silicone, agissant sur une palette étroite solidaire du bras pour freiner efficacement les mouvements latéraux, sans affecter notablement les mouvements verticaux. Il est très vraisemblable que l'on obtiendrait des résultats similaires avec les solutions exploitant le même principe (Alec Rangabe), avec l'amortisseur externe assujetti au porte-phonolecteur, donc au bras.**

### Essai de conclusion, pour le moins provisoire

Ne serait-ce qu'en raison de la complexité des problèmes abordés il nous faut clore, au moins temporairement cette étude de la mécanique élémentaire des bras de lecture phonographique, qui a toujours passionné les spécialistes et théoriciens, depuis un bon demi-siècle. Nous nous sommes bornés aux bras à deux axes de rotation matériels et orthogonaux parce qu'ils sont les plus communs, les plus commodes, qu'ils donnent habituellement satisfaction à leurs usagers et qu'une construction soignée réduit leurs résistances statiques de frottement aux articulations, à quelque

$2 \cdot 10^{-5}$ N. Nous ne nous dissimulons pas qu'en matière de frottements, on peut faire mieux avec les bras dits « unipivots », pour lesquels tout n'est pas rose non plus car s'ils doivent satisfaire à toutes les conditions étudiées ci-dessus, ils proposent souvent, en supplément, des difficultés par leur naturelle aptitude au « roulis » (mauvais pour la diaphonie).

Il est aussi d'autres solutions assez étonnantes : bras suspendu par quatre fils, imaginé par un ingénieur anglais, qui demeurera vraisemblablement, au stade laboratoire car, même au niveau le plus sophistiqué, un bras de lecture est (sans doute encore pour une décennie) un produit industriel, souvent manipulé par des mains inexpertes, et dont il est normal d'exiger une certaine robustesse.

Cela dit, nous pouvons provisoirement formuler quelques conclusions :

— En toutes circonstances (puisqu'il n'est plus de « changeurs automatiques ») un bras rectiligne semble préférable. La plupart des constructeurs y reviennent, et tout laisse augurer que le mouvement continuera.

— Il serait souhaitable que se généralise l'axe horizontal orthogonal à l'axe du phonolecteur et que cet axe puisse se situer, en position de travail, aussi proche qu'il sera possible du plan du disque.

— Quoi que l'on puisse en penser, il reste à perfectionner l'amortissement de la première résonance $F_0$. Le découplage du contrepoids arrière est très insuffisant, avec les phonolecteurs actuels et les bras allégés. Beaucoup l'abandonnent d'ailleurs. Par combinaison d'un amortissement visqueux latéral et d'un amortissement vertical au niveau du phonolecteur (ou à l'extrémité antérieure du bras) il semble que l'on soit dans une bonne voie (à moins d'adopter un amortissement électroniquement asservi, absorbant automatiquement les composantes verticales de voilement et de « rumble » expérimenté par Clunis et Kelly, en 1975 à l'intention de perfectionnistes, même avec bras tangentiels).

Que l'on ne s'étonne pas de voir s'entremêler bras et phonolecteurs. Rien de plus naturel, ils sont conçus pour se compléter mutuellement. Un perfectionnement, ou une mode nouvelle, dans un secteur se répercute inévitablement sur l'autre.

Il reste que les bras « unipivots » demeurent bien attrayants pour qui aura la patience de les régler et qui saura les manipuler avec tout le soin qu'ils méritent. Un beau sujet d'étude en perspective.

R. LAFAURIE

Nous nous excusons de ne pas fournir de références bibliographiques. Depuis plus de quarante années, des travaux de premier plan se sont succédés, dont le simple énoncé serait infiniment trop long, même en se limitant à la simple esquisse, à laquelle nous nous sommes bornés. Finalement, s'y trouvent impliqués des acousticiens, des physiciens, des ingénieurs, des électriciens et électroniciens, des spécialistes en résistance des matériaux et mécanique des solides, sans oublier des spécialistes en esthétique industrielle. Sans doute, les noms de Hunt, Kelly, Stanton, Bachman, Bauer, Nakai demeureront parmi les classiques, mais il en est beaucoup, beaucoup d'autres.

# UN SIECLE D'ELECTRONIQUE

(Suite voir N° 1666)

IL n'est que de dénombrer les apports technologiques faits entre 1930 et 1940 pour se rendre compte de l'importance de ces dix années : télévision, radar, communications multiplex, radionavigation, calculateurs, composants électroniques, etc.

Ces découvertes sont le fruit du travail de nombreuses équipes de chercheurs qui, dans les laboratoires, s'attachent à perfectionner les dispositifs de production et de détection des ondes électromagnétiques – notamment des ondes courtes et ultra-courtes – à comprendre et à développer les théories de la modulation, enfin à étudier les lois de propagation des ondes dans l'atmosphère terrestre.

Les études mathématiques relatives au transport d'un signal par un courant électrique porteur avaient fait l'objet d'une première analyse par **Carson** en 1927. A la suite de ces travaux, les communications s'enrichirent de procédés de modulation nouveaux : modulation de fréquence prévue par Armstrong dès 1928, modulation de phase, modulation à bande latérale unique, modulation par impulsions, enfin modulation d'une même onde porteuse par plusieurs communications téléphoniques simultanées. Cette dernière innovation devait donner naissance à la technique des communications multiplex sur un même support matériel (multiplex à six voies puis à douze voies) qui pouvait seule mettre le téléphone à la disposition du grand public.

Pour transmettre une image lumineuse – télévision – il fallait d'abord pouvoir la transformer en image électrique, ce qui permit de faire le tube de Zworykin. Il fallait ensuite traiter cette image électrique pour en permettre le transport à distance et la reconstitution locale : c'est ce que réussirent commercialement les Anglais **Blumlein** et **Schönberg** en 1936. Il fallait enfin retransformer, à la réception, l'image électrique en image lumineuse, ce à quoi participent **Von Ardenne** en Allemagne dès 1930 et plus tard **Barthelemy** en France. Tous ces problèmes se trouvent résolus grâce à la mise au point d'un nombre incroyable de dispositifs nouveaux : caméras de télévision, amplificateurs à large bande passante, circuits de correction, générateurs de signaux d'image, de signaux de ligne, de signaux de synchronisation, multiplicateurs et diviseurs de fréquence, commutateurs, etc.

Des mesures et des expériences de propagation étaient effectuées à travers le monde et on ne saurait souligner suffisamment le service rendu aux télécommunications par les radio-amateurs de l'époque. Néanmoins des travaux plus scientifiques étaient poursuivis en labora-



toire avec des moyens plus perfectionnés : une coopération étroite entre **Watson-Watt** et l'équipe des ingénieurs anglais qui avaient mis au point le traitement de l'image électrique transmise par les émetteurs de télévision donnait naissance au Radar en 1935. En effet, une transposition relativement simple des dispositifs élaborés pour traiter le signal de télévision permettait d'obtenir, à partir des impulsions électriques réfléchies par un obstacle, des renseignements concernant sa position (RAdio Détection) et sa distance (And Ranging), d'où : « Radar ». L'amplification militaire de la nouvelle technique à la détection des aéronefs était immédiatement décidée et, en quelques mois, cette décision se traduisait par un extraordinaire essor de l'industrie électronique britannique, réussissant à mettre au point et à produire en un temps record les équipements de défense du territoire, la C.H.L.(Chain Home Low), qui devait sauver la Grande-Bretagne de la destruction par les bombardiers allemands, en 1940.

Les expériences effectuées sur la propagation des ondes électromagnétiques débouchaient dans le même temps sur un autre domaine : celui de la **radionavigation**, dont la naissance et l'expansion autorisent et accompagnent celles des transports aériens. La possibilité de guider les avions, depuis le sol, en leur permettant de voler sans visibilité avait déjà été entrevue par **Blondel** en 1912. A la fin des années 30, on arrive à concevoir des systèmes de repérage à coordonnées hyperboliques, utilisant les ondes stationnaires crées par des émetteurs synchrones situés en des points différents (Loran : LOng Range Aid to Navigation) ainsi que des systèmes de guidage d'approche par faisceaux, qui devaient donner naissance, au début de la période suivante, à l'ILS (Instrument Landing System) et au VOR (Very high Frequency Omnidirectional Range : système de guidage omnidirectionnel à très haute fréquence).

Les propriétés directives des ondes ultra-courtes, dont les caractéristiques de propagation se rapprochent de celles des ondes lumineuses, sont mises à profit pour réaliser des liaisons point à point comparables à des liaisons par câble. Les faisceaux ainsi constitués, rapidement dénommé « câbles hertziens », libèrent ces transmissions des sujétions inopérées (surtout en temps de guerre) par la protection des supports matériel le long de leur parcours. En outre, dans la mesure où ils peuvent transmettre des communications multiplex, les faisceaux hertziens permettent de réaliser des économies d'investissement considérables : La première expérience concluante a lieu entre Calais et Douvres en 1938 soit 88 ans après qu'ait été posé, pour relier les mêmes villes, le premier câble sous-marin...

La radiodiffusion en revanche, marque quelque peu le pas durant cette période. C'est que les découvertes essentielles ont été faites et la recherche est toute entière tournée vers l'amélioration des performances des tubes électroniques, dans le domaine de la puissance notamment. L'Américain **Barton** invente la classe B en 1931 et dès lors les puissances d'amplifications augmentent progressivement pour atteindre 24 W avec le tube 6L6 monté en classe AB. Les ingénieurs se préoccupent des problèmes d'interface pris par l'intégration d'un pick-up dans les récepteurs radio. Ils n'ont alors à leur disposition que le seul pick-up magnétique, lourd, de sensibilité faible (inférieure au volt) et de bande passante aussi limitée (4 000 Hz pour les meilleurs modèles) qu'irrégulière. Il est vrai qu'il n'est alors guère envisageable d'égaliser la réponse de ceux-ci : chaque fabricant de disque conserve jalousement sa propre courbe d'enregistrement. Les problèmes de compatibilité déjà ne sont guère à l'honneur. La tâche de concepteurs ne se voit simplifiée qu'à partir de 1931, lorsque **Sawyer** décrit un transducteur équipé d'un cristal de Rochelle, le futur transducteur piezoélectrique : sa bande passante s'étend jusque 8 kHz, sa sensibilité s'élève à 2 V et surtout il se caractérise par des caractéristiques d'amplitude constante. Mais les manipulations sonores restent à l'honneur. La possibilité d'accentuer ou non certaines bandes de fréquence est très vite laissée à l'appréciation de l'utilisateur. Les circuits déconnectables à volonté prennent les noms fleuris de positions « jazz » « orchestre », « alto », « tenor », « distant », etc. le compresseur apparaît dès 1927, l'expanseur en 1931 et le contrôle de volume automatique en 1930. L'on peut dire toutefois que les progrès véritables portent essentiellement sur le plan théorique : NYQUIST élabore le concept de stabilité en 1932, BLACK expose les avantages de la contre-réaction négative en 1934 et les relations entre amplitude et phase d'un signal sont clarifiées par BODE en 1940. D'une certaine manière, ces idées peu répandues dans le monde technologique d'alors ne trouveront application que dans la période suivante, celle qui suivra la deuxième Guerre Mondiale.

Au cours, toujours, de cette même période 1930-1940, l'étude théorique et pratique des systèmes de modulation, ainsi que la mise au point des procédés de traitement de signaux électriques pour la transmission des signaux de télévision et de radar avaient mis en lumière les possibilités offertes par les circuits électroniques d'effectuer sur les fonctions représentatives des variations du signal, des opérations arithmétiques et algébrique (addition, multiplication, intégration). Et étant donné que la position et la vitesse d'un organe mécanique sont liées par des fonctions intégrales à la force qui s'exerce sur lui, la possibilité d'utiliser des circuits électroniques pour effectuer ces opérations fut d'abord mise à profit dans les servo-mécanismes.

Cette orientation vers le contrôle et la commande de dispositifs mécaniques de circuits primitivement utilisés dans les transmissions est fondamentale. C'est ce qui masque le passage définitif de la radio-électricité à l'électronique. C'est aussi à cet événement que l'on peut se référer pour comparer l'importance de l'électronique au 20e siècle à celle de la machine à vapeur du 19e. De même que cette dernière avait permis à l'homme de se libérer des contraintes imposées par les limitations de la puissance dont il pouvait disposer, l'électronique l'affranchit des contraintes imposées par ses limitations sensorielles.

Toutes ces découvertes n'auraient pu être effectuées sans le développement d'éléments spécifiques nécessaires à la construction des dispositifs nouveaux : **les composants électroniques.** C'est ainsi que, vers 1935, prend naissance un secteur dont le rôle va devenir prépondérant, celui des composants qui se subdivise d'entrée en « composants actifs » (tubes électroniques) et en « composants passifs » (condensateurs, résistances, inductances). L'effort essentiel à l'époque porte sur les tubes électroniques indispensables à la réalisation des générateurs et des récepteurs. C'est ainsi qu'apparaissent les tables d'émission à grande puissance pour ondes longues (100 kW en 1932), les tubes oscillateurs et amplificateurs pour ondes ultra-courtes (magnétrons développés en Angleterre et en France, klystrons multi-cavités développés aux Etats-Unis). Dans le domaine des composants passifs, la principale mise au point est celle d'un matériau magnétique, le fer pulvérulent, utilisable dans les circuits à haute fréquence.

On le voit ainsi, dès l'immédiat avant-guerre, tous les éléments d'une industrie nouvelle sont mis en place, aux Etats-Unis, en Angleterre, en France, en Allemagne... et chez l'outsider japonais qui dès 1920 s'équipe en télégraphie, téléphone et télécommunications. Parallèlement à une industrie de biens de consommation de masse (la radiodiffusion) se développe une industrie de biens d'équipements (grands systèmes de communication) à usage essentiellement militaire, toutes deux suscitant la création d'une industrie de biens intermédiaires, les composants. L'industrie électronique est née, déjà, porteuse de crises déchirantes, de reconversions difficiles et de redistribution de cartes à l'échelle mondiale selon l'engagement plus ou moins profond des différents pays industriels dans une direction ou une autre : le privilège d'une industrie de biens d'équipement ou d'une industrie de consommation.

**P.E. SIRDER**

# CIRATEL-COGEKIT,

**49, rue de la Convention 75015 Paris, M° Boucicaut**

**VENTE PAR CORRESPONDANCE - BP 133 - 75015 PARIS**

Ouvert tous les jours de 9 h 30 à 13 h et de 14 h 30 à 19 h sauf dimanche et lundi
**Aucun envoi en dessous de 50 F. Aucune vente à crédit ni contre remboursement. Joindre à votre paiement à la commande, les frais d'envoi figurant sur chaque article, à l'ordre de CIRATEL-COGEKIT par chèque, mandat ou CCP n° 5719-06 PARIS**



Baffle modèle CKT 130. 35 W, 25 à 17 000 Hz Impéd. 5 Ω (5 HP 1 boomer + 2 médiums + 2 tweeters + filtre capacitif. Ensemble de HP de gd rendement. Dim 600 × 300 × 80 mm.
Prix : **190 F**
les 2 **370 F** (frais d'envoi 50 F)
Livrés câblés prêts à l'écoute

### CHASSIS PLATINE K7
Stéréo - Lecteur-enregistrement
Complet avec son électronique .................... **290 F** port 50 F

### AMPLI stéréo TWENTY
20 W .......................... **270 F** port 50 F

### PANNEAU EXTRA PLAT
Polyplanar 25 watts
La paire .......................... **250 F** port 80 F

### BANDES PROFESSIONNELLES
Diamètre 270 mm longueur 1 096 mètres suivant disponib. Matériel ayant très peu servi en excel. état. **La pièce 28 F**
par 5 **27 F**, frais d'envoi 10 F
par 10 : **26 F**, frais d'envoi 60 F,
par 10 : **23 F**, frais d'envoi 100 F,
par 100 : **20 F**, frais d'envoi 150 F.
Par quantité supérieure nous consulter
**Pas d'expédition à l'unité.**

### CHASSIS TUNER PO-GO-FM
Matériel à revoir, vendu en l'état, sans garantie.
**50 F** port 20 F

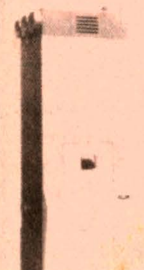
### ANTENNE TELE enfichable
pour télé portable
Toutes chaînes .......................... **30 F** port 20 F

### TELE NOIR et BLANC
Grande marque
51 cm, 2e main
GARANTIE 3 MOIS
**450 F**

### ALARME DETECTEUR
**de passage X 007** ........... **120 F** port 15 F

### RADIO-REVEIL PO-GO-FM CHAVI type 3881
Superbe. **Exceptionnel** ............... **195 F** port 15 F

### CHAUDIERE A AIR PULSE « POTEZ »



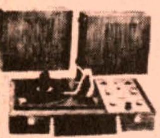
15 000 cal/h
Système de sécurité
Matériel neuf en emballage origine
Modèle tous gaz mazout (à spécifier)
Valeur ~~7 000 F~~
**NOTRE PRIX** **1870 F**
Expédition port dû

### RADIO K7 Modèle 81 CHAVI type 4833
**PO/GO/OC/FM Exceptionnel** . **295 F** port 20 F

### RADIO K7 stéréo CHAVI type 2828
**PO/GO/OC/FM Exceptionnel** . **525 F** port 20 F

### SECURITE
avec l'alarme Système M 3
**RADAR INVIOLABLE**
pour APPARTEMENTS, VILLA, MAGASINS, BUREAUX, etc.
Secteur et pile fourni avec SIRENE
MODULE ALARME
SYSTEME 444
Valeur 2 500 F
Vendu **950 F**
Frais d'envoi 50 F (MATERIEL GARANTI)

### ELECTROPHONE STEREO HI-FI CONCERTO
**FONCTIONNEMENT ET PRESENTATION INEGALES**



● Lève-bras manuel ● Changeur automatique tous disques ● Circuits intégrés équivalence 32 transistors ● 4 HP ● Prises tuner et magnétophone ● Superbe coffret bois gainé rouge et noir ● Fonctionne en 110-220 V ● 3 vitesses 33, 45, 78 ● dimensions 490 x 280 x 180 mm ● Poignée de transport ● Couvercles dégondables.
**GARANTIE 12 MOIS.**
● Meilleur rapport qualité/prix ................ **395 F**
avec tous ses accessoires prêt à l'écoute. Frais d'envoi 50 F

### ENCEINTES
**NEUVES**
(Léger défaut d'aspect)



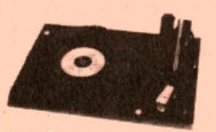
30 W. 3 HP. 8 OHMS
dimensions 420x280x180
LA PAIRE **260 F**
Frais d'envoi ..... **50 F**

**ENCEINTES 15 W**
3 voies dim. 380x230x170
LA PAIRE **220 F**
Frais d'envoi ........... **60 F**

**MATERIEL NEUF**
40 W. 2 HP. 8 OHMS
dimensions 660x360x270
LA PAIRE **850 F**
Frais d'envoi ........... **60 F**

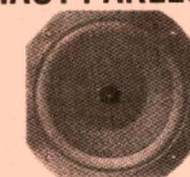
**THOMSON 30 W**
2 voies dim. 550x290x260
LA PAIRE **550 F**
Frais d'envoi ........... **100 F**

### PLATINE CHANGEUR
110/220 V



Lève-bras, etc.
~~170 F~~ **75 F**
Frais d'envoi 30 F

### HAUT PARLEUR



LPT 245 ∅ 245 mm
70 watts, 8 ohms ........ **95 F**
Frais d'envoi 25 F

LPT 300 ∅ 320
50 watts, 8 ohms ........ **95 F**
Frais d'envoi 25 F

---

# VENTE EN ENTREPOT

DU LUNDI AU VENDREDI de 8 h à 12 h et de 13 h à 17 h
LE SAMEDI de 9 h à 12 h

# 138 PLANCHES A VOILE

**NEUVES, DE COMPETITION - Type « GRAND RAID »**

Prix de vente magasin ~~4 950 F~~
**VENDU PRIX USINE**

# 2 900 F TTC

FLOTTEUR . Stratifié polyester avec injection mousse polyuréthane à cellules fermées. Longueur 4 m.
MAT ....... Fibre de verre. Longueur 4,60 m.
VOILE ..... SURFACE 6,30 m². Type compétition avec 3 lattes.
WISHBONE Haute qualité, gainé caoutchouc anti-glisse avec taquets coinceurs.

**85, avenue Gabriel-Péri**
**92120 MONTROUGE**
**Téléphone 656-20.02**
Parking dans la cour - Autobus 126 - M° Porte d'Orléans

---

## KIT D'ENCEINTE **100 W eff.**

Câblé sur panneau 70 x 40 cm



**Version 2 VOIES**
1 boomer 32 cm
1 tweeter piezo
**450 F**
**HAUT RENDEMENT : 98 dB**

**Version 3 VOIES**
1 boomer 32 cm
1 compression médium
1 tweeter piezo
1 filtre
**HAUT RENDEMENT : 98 dB** **590 F**

**Coffret nu** pour kit
Finition noir mat **225 F**

### PROMOTIONS

| | |
|---|---|
| Micro FM (sans fil) .......... **175 F** | Cassette SONY CHF 90 ....... **9,50 F** |
| Micro avec reverb. ........... **195 F** | Cassette SONY Métallic 60 ...... **35 F** |
| Casque BST stéréo ........... **55 F** | Tweeter piezo-électrique ........ **60 F** |
| Table mixage MM 40 .......... **425 F** | Par 10 pièces ............... **50 F** |
| Egaliseur BST CT60 .......... **700 F** | Ch. écho analog. BST MCE 550 **890 F** |
| Tuner BST ID603 ............ **850 F** | Platine GARRARD |
| Gradateur 600 W ............ **49 F** | Direct-drive strobo ........... **590 F** |
| | HP auto BST CP 20. La paire .. **121 F** |

**« BLUE SOUND » 63, rue Baudricourt, 75013 PARIS**
**Règlement à la commande**
**Expédition en port dû (SERNAM)**
**Tél. 586.01.27**

# LE MONOSTABLE ET LE TRIGGER DE SCHMITT

ON appelle monostable une bascule ayant la propriété de fournir un signal rectangulaire dont la durée est fonction d'un ensemble résistance-condensateur qui lui est connecté.

Les monostables permettent d'obtenir aisément des signaux carrés dont il est facile de faire varier la durée. Ils sont également très utilisés pour avoir une temporisation, ou encore pour retarder une impulsion.

Il existe plusieurs types de monostables intégrés dont il faut connaître les avantages respectifs et le mode de déclenchement. Quelques précautions doivent être prises en ce qui concerne le choix de l'ensemble résistance-condensateur.

Le trigger de Schmitt est une bascule dont l'état logique de sortie dépend de l'amplitude de la tension d'entrée. Ils sont principalement utilisés pour la mise en forme de signaux rectangulaires ou comme indicateur de niveau.

## Qu'est-ce qu'un monostable ?

Le monostable est un circuit qui s'apparente aux bascules. Tout comme celles-ci il a deux états logiques. Un de ces états est stable, l'autre quasi-stable. Ainsi ce circuit possède seulement un état stable de « repos » dans lequel il peut rester indéfiniment. Dès l'arrivée de l'impulsion de déclenchement, le monostable passe à l'état de « travail » quasi stable. Il reste dans cet état pendant un temps déterminé, après quoi il revient à son état primitif. La durée de cet état quasi-stable est fixée par la constante de temps d'un circuit RC extérieur.

Très sommairement, un monostable peut être représenté par un carré (fig. 1A) avec ses deux sorties Q et $\overline{Q}$. Normalement Q est au niveau logique 0, et $\overline{Q}$ = 1. Le signal de commande est appliqué à l'entrée T.

La figure 1B montre un signal de commande ainsi que le signal de sortie correspondant. Ici le monostable est sensible lorsque le signal de commande passe de 0 à 1.

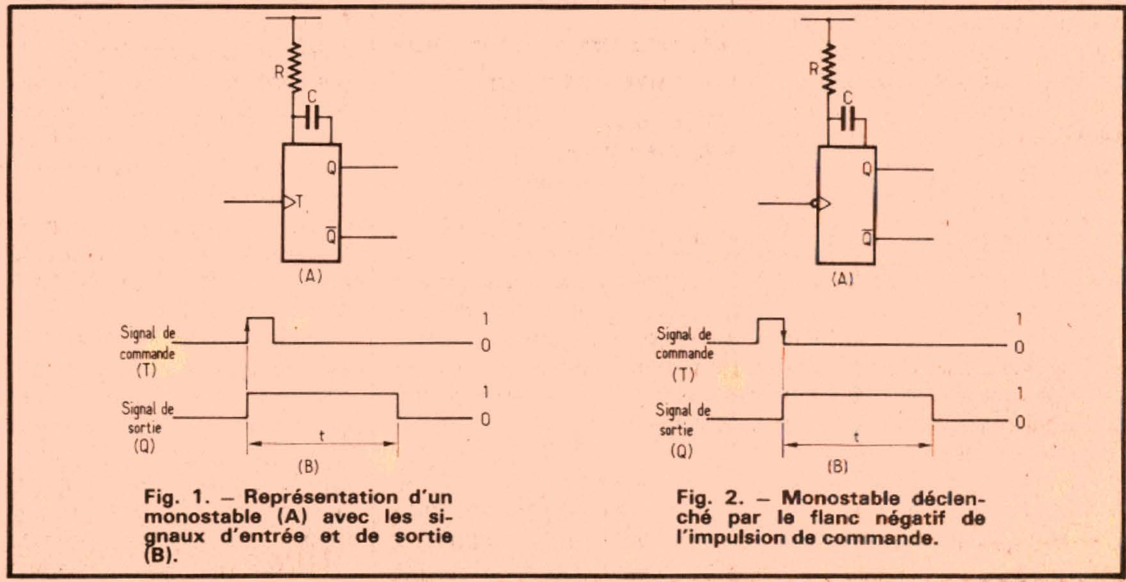



**Fig. 1. – Représentation d'un monostable (A) avec les signaux d'entrée et de sortie (B).**

**Fig. 2. – Monostable déclenché par le flanc négatif de l'impulsion de commande.**

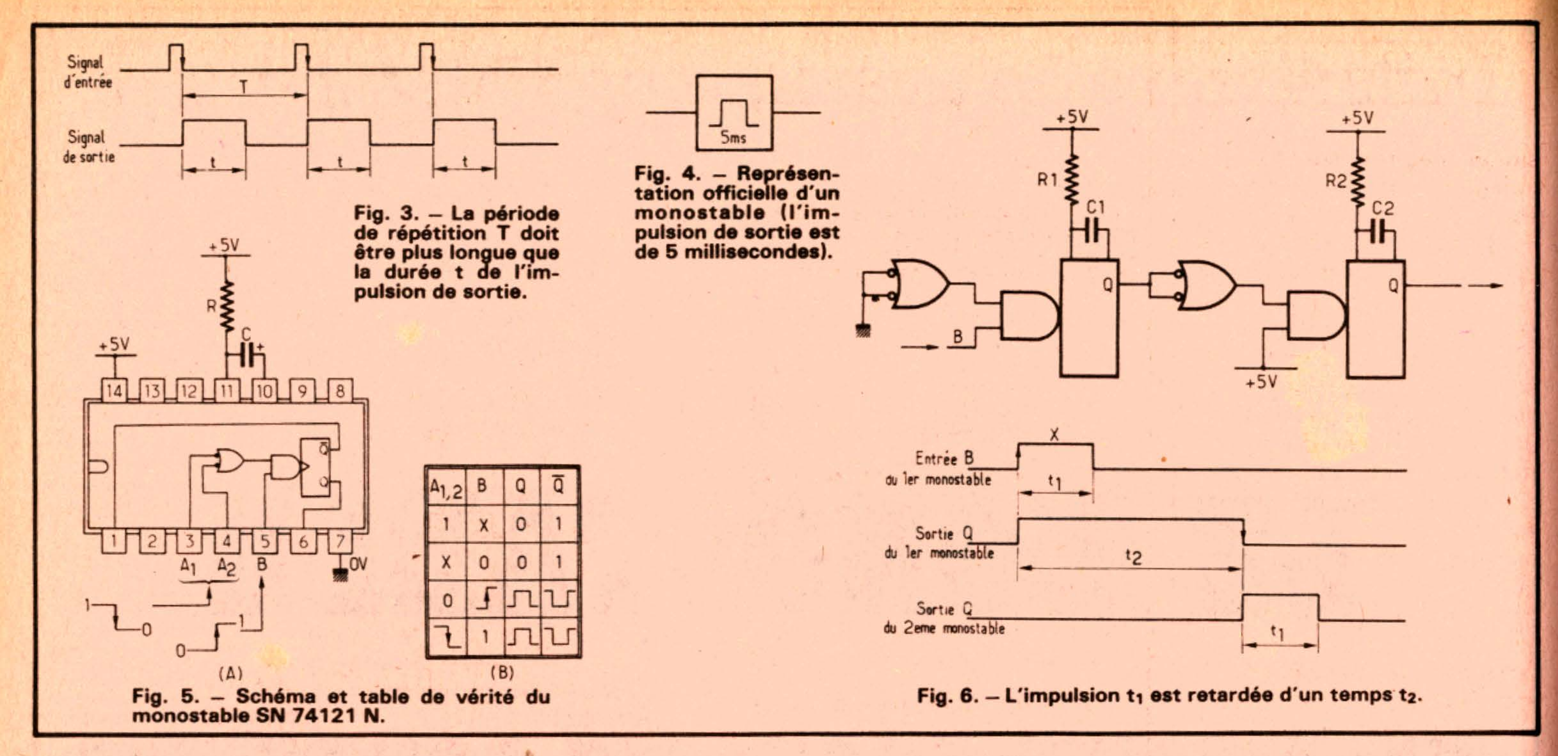



**Fig. 3. – La période de répétition T doit être plus longue que la durée t de l'impulsion de sortie.**

**Fig. 4. – Représentation officielle d'un monostable (l'impulsion de sortie est de 5 millisecondes).**

**Fig. 5. – Schéma et table de vérité du monostable SN 74121 N.**

**Fig. 6. – L'impulsion $t_1$ est retardée d'un temps $t_2$.**

D'autres modèles changent d'état si le signal de commande passe de 1 à 0. Dans ce dernier cas, la représentation de l'entrée de la commande est différente (fig. 2A). Avant, et même pendant l'apparition du signal de commande, la sortie Q est à l'état logique bas (0). Lorsque ce signal de commande a un sens négatif (en passant de 1 à 0), le monostable change d'état. La sortie Q passe de 0 à 1. Le circuit reste dans cet état quasi-stable pendant le temps déterminé par le circuit résistance condensateur. La sortie Q retourne ensuite au zéro logique, où elle restera jusqu'à l'apparition d'une autre impulsion à l'entrée T (fig. 3). Evidemment le signal de sortie doit avoir une durée t plus courte que la période de répétition T des flancs négatifs des impulsions de commande. Si une impulsion apparaissait lorsque Q = 1, elle serait ignorée si le monostable est du type « non-redéclenchable ».

Un monostable peut être réalisé avec des transistors, avec des portes NAND et un circuit, ou encore avec des circuits intégrés. Nous nous limiterons aujourd'hui à ces derniers, afin d'insister sur l'aspect fonction de ces montages.

Les monostables intégrés contiennent le plus souvent des portes logiques additionnelles. Ces circuits supplémentaires permettent des utilisations multiples.

Il existe, dans la gamme TTL, trois monostables intéressants : le SN74121N, le SN74122N qui est un modèle redéclenchable avec remise à zéro, et le SN74123N renfermant deux monostables redéclenchables, également avec remise à zéro.

Dans les schémas de circuits digitaux, la représentation officielle d'un monostable est un carré dans lequel est dessiné une impulsion avec mention de la durée de cette dernière (fig. 4).

## Le monostable intégré SN74121N

Prenons comme exemple le SN74121N représenté sur la figure 5 avec ses « portes d'entrée ». Ce circuit intégré se présente, comme la plupart des modèles TTL, en boîtier TO116, l'alimentation se faisant par les broches 14 (+ 5 V) et 7 (0 V).

Si les entrées $A_1$ et $A_2$ sont à la masse (zéro logique) il en résulte un 1 logique à une des entrées de la porte ET. De cette façon l'entrée B peut déclencher le monostable s'il reçoit un flanc positif (passage d'un niveau bas à un niveau haut).

Une autre façon de déclencher est de connecter l'entrée B au + 5 V (« un » logique). Le déclenchement se fait alors si $A_1$ ou $A_2$, ou les deux, passent de 1 à 0.

Ces modes de déclenchement sont regroupés sur la table de vérité de la figure 5B.

Deux monostables câblés l'un derrière l'autre peuvent être utilisés pour retarder d'un temps $t_2$ une impulsion de durée $t_1$ (fig. 6).

Lorsque l'entrée B du premier monostable reçoit le flanc positif de l'impulsion X, la sortie Q passe de 0 à 1 pendant un temps déterminé par le circuit $R_1C_1$. Quand l'impulsion sur Q revient au niveau 0, il y a basculement du deuxième monostable. Ce dernier reste sur la position travail (Q = 1) pendant le temps $t_1$ déterminé par l'ensemble $R_2$ et $C_2$.

Le monostable SN74121N est du type « non redéclenchable ». Son avantage est de bloquer les impulsions multiples apparaissant lorsque le contact d'un interrupteur ne se fait pas proprement. Les rebondissements créés par le contact non franc pourraient faire basculer le monostable à nouveau. Le 74121 n'est déclenché que lors de la première transition de 0 à 1 (pour l'entrée B) ou de 1 à 0 (pour les entrées A). Pendant le temps de fonctionnement du monostable, aucune autre transition n'affecte le signal rectangulaire de sortie, celui-ci restant au niveau haut jusqu'à la fin de l'intervalle t.

## Les monostables redéclenchables

Le modèle SN74122N, quant à lui, est du type « redéclenchable » avec remise à zéro.

Les entrées $A_1$ et $A_2$ déclenchent sur une transition de 1 à 0, avec $B_1$ et $B_2$ reliés au + 5 V, ou encore laissés « en l'air ». Les entrées $B_1$ et $B_2$ déclenchent sur un flanc positif, les entrées $A_1$ et $A_2$ étant reliées à la masse (0 V). L'entrée de remise à zéro, marquée CL, est au niveau 1 en fonctionnement normal. Si elle passe au niveau 0, le circuit passe immédiatement à l'état repos, même en pleine période travail.

Cette opération de remise à zéro est expliquée sur la figure 9. Le signal de déclenchement est représenté sur la

ligne (A). Dans le cas où la broche de remise à zéro est au niveau 1, le signal de sortie est inchangé comme sur la ligne (B). L'application d'un signal négatif sur CL (C) abrège la durée du signal de sortie (D).

La table de vérité donnée figure 5B est valable pour le SN74122N si on mentionne la condition : CL = 1.

L'opération de redéclenchement est expliquée sur la figure 10. En (I) une seule impulsion est appliquée à l'entrée B. En (II), deux impulsions arrivent successivement sur l'entrée B. L'intervalle entre ces deux impulsions est inférieur au temps t du monostable. La première impulsion (X) fait basculer le monostable, la deuxième (Y) apparaît, et la sortie Q reste au niveau haut, pendant la durée t, à partir de la deuxième impulsion.

Une application courante de ce type de monostable est de donner une indication, moyennant une LED connectée en sortie, sur le passage d'un train d'impulsions dans un circuit. La diode reste allumée aussi longtemps que ces impulsions apparaissent.

Le circuit SN74123N a l'avantage de contenir deux monostables redéclenchables, avec remise à zéro, mais seulement avec deux entrées (fig. 11).

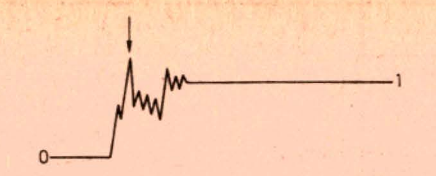



**Fig. 7. – Rebondissements à la fermeture d'un interrupteur. Un monostable « non redéclenchable » basculera à la première pointe positive et ne sera pas affecté par les suivantes.**

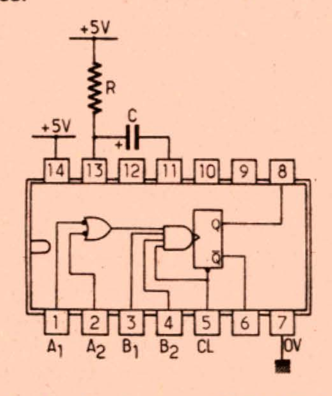



**Fig. 8. – Monostable SN 74122 N.**

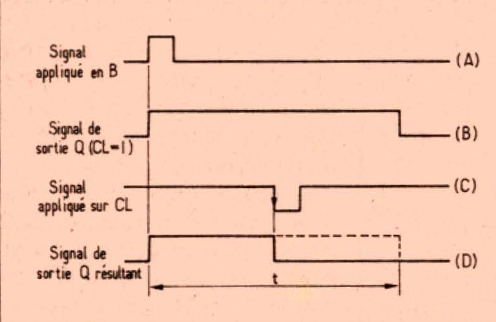



**Fig. 9. – Remise à zéro du monostable SN 74122 N.**

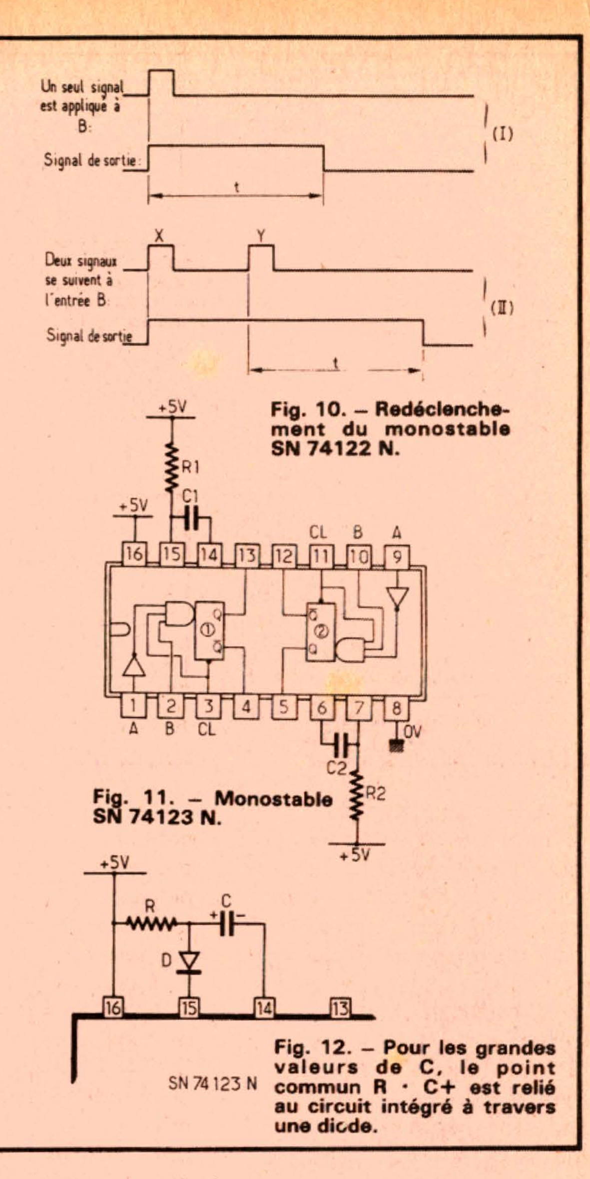



**Fig. 10. – Redéclenchement du monostable SN 74122 N.**

**Fig. 11. – Monostable SN 74123 N.**

**Fig. 12. – Pour les grandes valeurs de C, le point commun R · C+ est relié au circuit intégré à travers une diode.**

## Durée de l'impulsion de sortie

Avant de mettre le circuit sous tension, plusieurs questions se posent encore à nous : Comment choisir les valeurs de R et de C ? Quelle est l'amplitude et la durée de l'impulsion de déclenchement ? Quelles sont les limites (minimales et maximales) de la durée de l'impulsion de sortie ?

A cette dernière question, le constructeur répond par une formule pour le 74121 : t = 0,7 × R × C, avec t en seconde, R en ohm et C en farad. La valeur de la résistance doit se situer entre 1 400 Ω et 40 kΩ, tandis que C peut prendre n'importe quelle valeur, à condition d'être inférieure à 1 000 µF. Ainsi la durée maximale de l'impulsion de sortie pour le 74121 est t = 0,7 × 40 kΩ × 1 000 µF soit 28 secondes.

Mais si nous désirons une impulsion de une milliseconde et que nous disposons d'une résistance de 27 kΩ, la valeur du condensateur sera :

$$C = \frac{t}{0,7 \times R} = \frac{0,001\ \text{s}}{0,7 \times 27\,000}$$

soit une capacité de l'ordre de 50 nF.

Avec ce circuit, l'impulsion la plus courte est d'environ 30 ns (30 × $10^{-9}$ secondes). Elle est obtenue sans composant extérieur. Dans ce cas seulement, la cosse n° 9 est reliée au + 5 V, les cosses 10 et 11 restant non connectées.

Quant à l'impulsion de déclenchement, elle est de 5 V et sa durée doit être supérieure à 50 ns.

Pour la famille des 74122 et 74123, la formule donnée par le constructeur se complique ; on peut quand même la simplifier et écrire :

$$t \simeq 0,3 \times R \times C,$$

avec toujours comme unités : la seconde, l'ohm et le farad.

La résistance R doit être située entre 5 kΩ et 50 kΩ. Il n'y a pas de limites pour le condensateur C. Par contre, si ce dernier est du type électrolytique, ou bien si sa valeur dépasse 1 000 pF, il est vivement conseillé de : premièrement, choisir une valeur de R inférieure à 30 kΩ. Deuxièmement, brancher une diode de protection (1N4151 ou un modèle semblable) comme le montre la figure 12 pour le 74123. La même remarque est valable pour le 74122.

Pour les durées faibles de signaux de sortie, le constructeur donne un tableau indiquant la largeur de l'impulsion de sortie en fonction de la capacité de C, et pour une résistance extérieure donnée (fig. 13). Nous voyons qu'une impulsion de sortie de 1 µs (1 000 ns) peut être obtenue avec un condensateur de 39 pF si la résistance extérieure est de 50 kΩ. Cette même durée peut également être obtenue avec C = 100 pF et R = 20 kΩ.

## Pratique du monostable

On peut maintenant brancher le circuit et vérifier la véracité des formules.

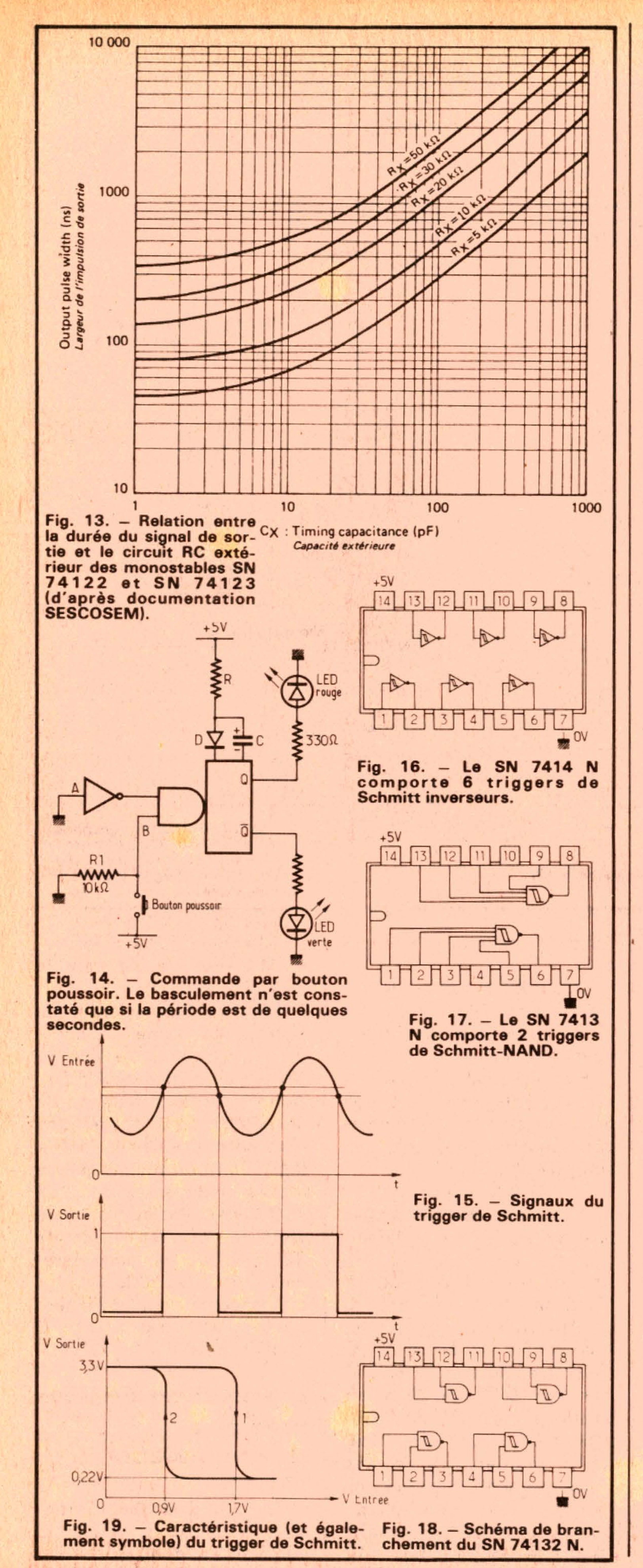



**Fig. 13. – Relation entre la durée du signal de sortie et le circuit RC extérieur des monostables SN 74122 et SN 74123 (d'après documentation SESCOSEM).**

**Fig. 14. – Commande par bouton poussoir. Le basculement n'est constaté que si la période est de quelques secondes.**

**Fig. 16. – Le SN 7414 N comporte 6 triggers de Schmitt inverseurs.**

**Fig. 17. – Le SN 7413 N comporte 2 triggers de Schmitt-NAND.**

**Fig. 15. – Signaux du trigger de Schmitt.**

**Fig. 19. – Caractéristique (et également symbole) du trigger de Schmitt.**

**Fig. 18. – Schéma de branchement du SN 74132 N.**

Pour les impulsions courtes un générateur d'impulsions et un oscilloscope double trace sont indispensables.

Pour les impulsions longues, une seconde et plus, l'observation se fait par des diodes LED branchées en sortie (sur Q et $\overline{Q}$). Le condensateur sera du type électrolytique, de basse tension (supérieure à 5 V). Il ne faut pas oublier que les tolérances sont très larges pour ce type de condensateur, et qu'il n'est pas rare de constater une durée d'impulsion double de celle trouvée par le calcul.

Un bouton-poussoir peut très bien convenir pour le déclenchement du monostable, comme le montre le schéma de la figure 14. Au repos l'entrée B est au potentiel zéro à travers une résistance de quelques kiloohms. La diode électroluminescente verte reliée à $\overline{Q}$ est allumée. Le fait d'appuyer sur le bouton-poussoir met momentanément l'entrée à + 5 V, ce qui équivaut à un flanc positif de tension. Le monostable passe à l'état travail. La LED verte s'éteint, la rouge s'allume pendant la durée t.

## Qu'est-ce qu'un trigger de Schmitt ?

Le trigger de Schmitt s'apparente aussi aux bascules. Ce « trigger » est employé principalement pour obtenir des signaux bien rectangulaires à partir d'autres de forme quelconque : sinusoïdaux, rectangulaires, tensions alternatives plus ou moins déformées...

L'entrée du trigger de Schmitt est sensible à un certain niveau de tension. Au-delà d'une certaine valeur, le montage bascule et la sortie change d'état logique (elle passe par exemple de 0 à 1). Lorsque ce signal d'entrée diminue et repasse par ce niveau critique, la sortie revient à son état initial (Q repasse de 1 à 0).

Donc, en principe, l'entrée du trigger est analogique, et sa sortie est digitale.

Si l'entrée du trigger reçoit une tension pseudo-sinusoïdale, une tension bien carrée est obtenue en sortie (fig. 15). Ces formes de signaux peuvent être facilement visualisées sur un oscilloscope double trace.

Plusieurs remarques doivent être faites à propos de ces signaux. D'abord le niveau n'est pas le même pour le basculement « travail » et le rebasculement « repos ». Celui-ci se produit à un niveau très légèrement inférieur. Observons également que la fréquence du signal carré de sortie est la même que celle à l'entrée.

Une des applications les plus courantes du trigger de Schmitt est la mise en forme de signaux. Une tension rectangulaire très distordue sortira impeccable à la sortie du trigger. Une autre possibilité de ce circuit est son utilisation en indicateur de niveau. Une diode LED connectée en sortie s'allume dès que la tension critique est dépassée.

Quelques triggers de Schmitt sont disponibles en circuits intégrés TTL : SN7413N, SN74132N, SN7474N...

Le 7414 comporte six unités identiques (fig. 16). Notons qu'en sortie le signal est inversé par rapport au dessin de la figure 15. Autrement dit, les triggers du 7414 sont associés à un inverseur.

Un autre modèle, le 7413 comporte deux triggers commandés chacun comme un NAND à 4 entrées (fig. 17).

Le symbole du trigger de Schmitt rappelle la caractéristique de fonctionnement du montage (fig. 19). Expliquons sa forme : la tension d'entrée passant au-delà du niveau positif (1,7 V environ), la tension de sortie chute brusquement de 3,3 à 0,22 V. Cette tension reste à ce niveau bas aussi longtemps que la tension d'entrée est supérieure à 0,9 V. La tension d'entrée passant au-dessous de cette valeur, la sortie remonte de 0,22 à 3,3 V (indication des flèches).

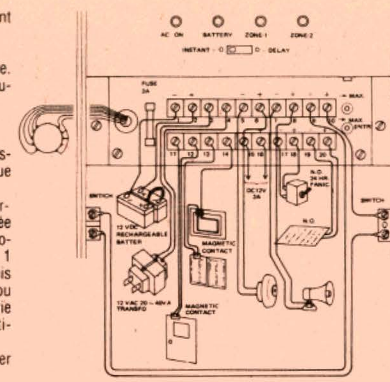
**J.-B. P.**

**REMISE AUX PROFESSIONNELS** — **KIT ALARME Professionnel** — **822.24.50**

## CENTRALE D'ALARME PNS 01

**Armoire autoprotégée** 2 fois : à l'arrachement et à l'ouverture
**4 diodes de contrôle d'installation :** 1. témoin de mise en service. 2. défaut batterie. 3. état des boucles immédiates. 4. état des boucles temporisées.
**Chargeur pour batterie au plombs** Entrée 220 V protégé par fusible. Sortie 11 à 15 Vcc protégée contre les courts-circuits et inversions de polarité. Tension continue régulée.
**Circuits d'entrée :** Protégés contre les erreurs de câblage. 1 entrée normalement fermée immédiate. 1 entrée normalement fermée temporisé réglable (entrée et sortie jusqu'à 10 mn). 1 entrée normalement ouverte immédiate (tapis contacts). 1 entrée pour bouton anti-panique ou pédale d'alarme, permet de recevoir en série contacts d'auto-protection et boucles anti-sabotage.
**Sorties d'alimentation :** pour radars hyper fréquences, infrarouge, ultra sons, etc.
**Dimension :** 260 × 210 × 85

**1 200 F**
Port 35 F



## FACILITES DE PAIEMENT

### ALARME AUTO « ULTRA-SON »

MISE en route impossible, même avec la clé d'origine.

**protection totale**



PRIX : **550 F** port inclus

## ACCESSOIRES
(nous consulter)

Radars hyperfréquences portée 8 m et +
Détecteur infrarouge 10 m et +
Barrière infrarouge
Ultra-son contre les rats
Détecteur de fumée.
CONTACTS de : fumée, de choc, encastré, d'ouverture
Bouton antipanique
Pédale alarme anti-agression.
COMMANDE A DISTANCE :
à clé, à code, longue portée, électronique
CENTRALE PNS 02 et 04
Platine chargeur
Détecteur inertiel
Sirène 130 dB très puissante
Sirène autoalimentée, autoprotégée
Gyrophare - Flash
Portier villa avec combiné téléphonique et plaque de rue.
Tapis contact
Serrure 3 et 5 points
Batterie 6 et 12 V
Coffre-fort
Télévision circuit fermé
Verrou téléphonique
Détecteur ultra-sonique PNS 600, etc.

## MATRAQUES DE DEFENSE
(avec dragone)

1° TELESCOPIQUE métallique : repliée 16 cm, dépliée 40 cm.
Prix ........ **155 F**
2° SOUPLE, 40 cm, à gaz incorporé dans la poignée.
Prix ........ **265 F**
3° NERF de BŒUF ..... **100 F**
Frais d'envoi : 10 F
BOMBE à gaz neutralisant.
Prix ........ **50 F**

## REVOLVER 6 mm D'ALARME à barillet



**120 F**
Frais d'envoi 10 F

## PISTOLET D'ALARME

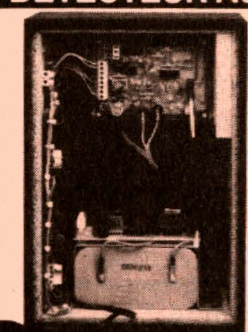
Automatique 6 mm à barrette 6 coups, tire des balles à blanc ou à gaz.
Prix ........ **215 F**
Boite de 100 cartouches à blanc ..... **40 F**
Boite de 10 cartouches à gaz ..... **20 F**




**CATALOGUE ALARME contre 20 F**

**TOUS NOS ARTICLES sont livrés avec une notice complète de montage**

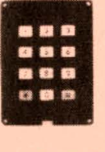
## SANS INSTALLATION DETECTEUR AUTONOME PNS 007



Système de protection volumétrique complet logé dans un coffret imitant une enceinte acoustique, très esthétique, livré prêt à l'utilisation.
Dimensions : 230 × 330 × 175.
Mise en service par clé spéciale cylindrique de sécurité.
Comprend : Radar hyperfréquence (portée réglable de 0 à 15 m° — 1 centrale d'alarme avec chargeur et batterie, alimenté par secteur, permettant une extension d'installation identique à la PNS OI (branchement contacts radars, sirènes auto. alimentées ou non, etc. — Sortie sirènes autoprotégée séparément autoprotection 24/24 h. — + 1 sirène électronique puissante. — 1 autoprotection du panneau arrière, se place dans un placard. — Réglage simple.

**GARANTIE 3 ANS** (sauf batterie) **3 950 F**

## CLAVIER ELECTRONIQUE



de mise en route ALARME ou GACHE électrique CODE INTERCHANGEABLE à volonté avec autoprotection et voyant de contrôle.
PRIX **590 F**
Frais port 10 F
**GARANTIE 3 ANS**

## CENTRALE D'ALARME PNS 03

2 zones sélectionnables
ALARME + INCENDIE + TRANSMISSION téléphonique
Centrale complète, idéale pour PAVILLON et LOCAUX COMMERCIAUX nécessitant l'installation (en plus de détecteurs d'ouverture) de protection volumétrique (infrarouge ou hyperfréquence).
ANALYSEUR DE CONTACTS INERTIELS incorporés évite le passage inesthétique de câble pour contacts de chocs sur chaque vitre, remplacés par contacts inertiels sur chambranle de portes et fenêtres. 2 réglages de sensibilités à partir de la Centrale (circuit immédiat + temporisé). Voyant de contrôle avec mémoire à sélection permet de localiser en cas de panne ou déclenchement la zone en alarme).
**ARMOIRE AUTOPROTEGEE** par SWITCH à 3 positions FERMANT à clé.
Contrôle d'installation au moyen de LEDS (présence secteur, mise en service état des boucles immédiate et temporisées).
Sortie 220 V protégé pr fusible. Sortie 11 à 15 Vcc protégé contre les courts-circuits et inversion de polarité.
CIRCUITS D'ENTREE
1 entrée normalement fermée immédiate
1 entrée normalement fermée retardée
1 entrée normalement fermée pour bouton.
PANIQUE pédale d'alarme et autoprotection 24/24 h pour capot sirène extérieure.
SORTIE D'ALIMENTATION
Sortie sirènes 12 V. Sortie radars hyperfréquence, ultra-son, infrarouge, etc. Sortie sirène auto-alimentée, autoprotégée. Sortie préalarme pour signalisation visuelle ou sonore pendant le temps d'entrée temporisée. Sortie contact auxiliaire pour branchement. Signalisation visuelle en 220 V/5 amp. (éclairage extérieur et intérieur pendant la durée d'alarme).
Voyant de contrôles défauts (batterie, 220 V et sabotage)

**GARANTIE 3 ANS - 2 200 F** port 35 F

## RECHERCHONS REVENDEURS dans toute la France stock 10 000 F HT minimum

## SIRENES



**SS51**
Sonorité : Police américaine
- 110 dB - 12 V
- 0,75 A

**180 F** - port 15 F



**SE 21**
d'intérieur type haut-parleur
- 110 dB
- 0,75 A

**180 F** - port 15 F

**SONORA**
à turbine électromécanique
- 108 dB
- 1 A - Ø 70

**80 F** - port 10 F

**Autres SIRENES nous consulter**

## IR 771 (8 m) 90° angle

**INFRAROUGE PASSIF**
**1 570 F** Frais de port 20 F
pour INFRAROUGE portée 10-15-30 et 50 m NOUS CONSULTER

## PNS 300 Hyperfréquence 30-35 m
### ANTI MASQUAGE - AUTOPROTEGE

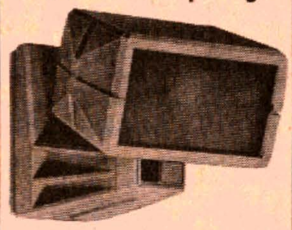
**CARACTERISTIQUES TECHNIQUES**

| | | | |
|---|---|---|---|
| Alimentation | 12 Vcc | Portee | de 3 à 30 m |
| Consommation max. | 140 mA | Retard de l'intervention | de 0'' à 3'' |
| Fréquence | 9,9 GHz | Température | — 10 °C à + 70 °C |
| Angle protégé | 120° | | |

Circuit d'alimentation régulé. Fonctionnement continu. Boîtier autoprotégé.
Le radar PNS 300 possède un commutateur qui détermine la portée maxi soit 15 m, soit 30 m pour obtenir un réglage très approprié de la portée, soit de 3 à 15 m et de 6 à 30 m.
En face-avant 5 diodes led sont placées qui servent à la vérification du réglage de l'intégration ce qui confère au radar PNS 300 sécurité d'emploi et une rapidité de contrôle et réglage.

**GARANTIE 3 ANS - 2 400 F** Port 30 F

## HF 25 RADAR
**enfichable autoprotégé**



Porté 25 m × 15 avec autoprotection. Réglable. Traverse petite cloison et vitre, idéal pour pavillon alimentation 11 à 15 V, consommation 200 mA maxi. **1 950 F** Port 15 F

## TABLEAU D'EXTENSION A 4 ZONES MM 4

Ce tableau permet, à partir d'une centrale d'alarme PNS 01 de disposer de 4 zones sélectionnables supplémentaires. Voyant de mémorisation d'alarme et un interrupteur de sélection.

**748 F** port 15 F

## TRANSMETTEUR D'ALARME APTEL 300

Le transmetteur APTEL 300 est un transmetteur d'alarmes capable d'appeler 4 abonnés, par l'intermédiaire du réseau téléphonique général.
Les 4 numéros d'appels sont programmés par l'utilisateur, grâce à une matrice à vis.
Il signale la présence d'une alarme parmi 4, la distinction des alarmes est réalisée par l'émission de signaux sonores caractéristiques, différents.
En option, un magnétophone peut être raccordé pour envoyer 1 message parlé.

**GARANTIE 3 ANS** **3 850 F** (port inclus)




22, Boulevard Carnot
93200 SAINT-DENIS

AUCUNE EXPEDITION CONTRE REMBOURSEMENT. Reglement à la commande par cheque

# La Delta 400 de Siare.

*6 optimisations en font une enceinte exceptionnelle.*

La Delta 400, toute dernière production de Siare, a suscité aux Etats-Unis un vif intérêt. Non sans raison. En additionnant leurs effets, les six optimisations de la Delta 400 contribuent à créer une enceinte d'une qualité jusqu'alors inconnue.

---

### 1. Le système R.I.L.

Ce système breveté permet la suppression de la coloration émise à partir des vibrations de l'ébénisterie. Il permet également l'absorption des réflexions internes dues à l'émission d'ondes sonores à l'arrière des haut-parleurs.

### 2. Le tweeter à dôme TWMV.

La légèreté de l'élément mobile constitué d'un film de polyamide et d'une bobine à fil d'aluminium permet de réunir un ensemble de qualités exceptionnelles : grande dynamique, grande dispersion spatiale, réponse rapide en régime impulsionnel.

### 3. Le médium (12 VR).

Grâce à son nouveau type de membrane en fibre de verre et à sa bobine mobile en fil d'aluminium, il possède un rapport puissance magnétique / légèreté de l'équipage mobile exceptionnel, donnant un temps de réponse très court aux impulsions musicales et une grande fidélité de reproduction des sons originaux dans le registre médium.

### 4. Le boomer.

Son diamètre de 23 cm permet un couplage idéal de l'enceinte acoustique avec le local d'écoute. Son principe de charge et la technologie nouvelle de ce haut-parleur permettent à la Delta 400 d'offrir une réponse étendue jusqu'à l'extrême grave sans distorsion.

### 5. Les haut-parleurs.

Ils ont été disposés de telle sorte que l'information musicale se transforme pour l'auditeur en image sonore. Ce résultat a été obtenu par calculs d'optimisation prenant en compte notamment les filtres de coupure, le comportement de chaque haut-parleur en régime impulsionnel et les résultats des lobes de directivité de chacun d'entre eux.

### 6. Le filtre monolithique.

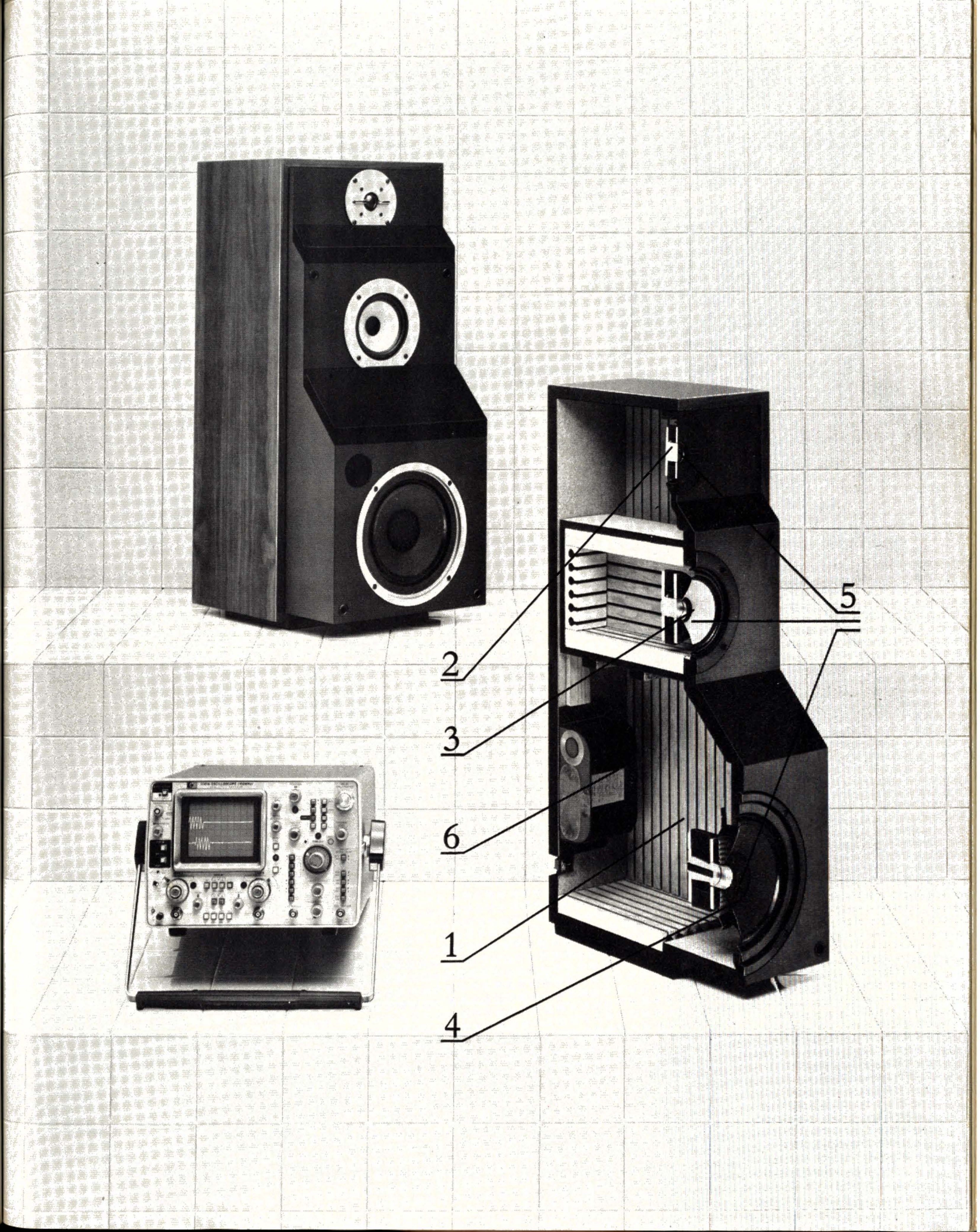
Un nouveau filtre à très hautes performances a été mis au point par Siare à partir de bobines de mylar métallisé. Ses caractéristiques surdimensionnées ont pour résultat de permettre une utilisation optimale des haut-parleurs de grave, de médium et d'aigu.

L'ensemble de ces innovations permet d'aboutir notamment à un signal d'une exceptionnelle pureté sur l'oscilloscope (voir photo ci-contre) : le signal de la Delta 400.

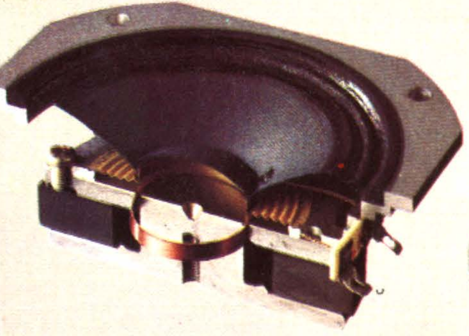



Associant une expérience de 35 ans dans le domaine acoustique à une constante recherche de la perfection, il était logique que, loin de garder pour lui son expérience et son savoir, Siare les mette à la disposition de sa clientèle dans un petit livre intitulé : "l'enceinte acoustique haute fidélité".




5
2
3
6
1
4

# HPM DE PIONEER: DES M
# POUR FRANCHIR LE MU



*Médium et tweeter, côté "cour", de la série HPM. Des moteurs "gros comme ça", pour enchaîner distinctement les attaques.*

Aujourd'hui c'est bien clair: la polémique sur les pseudo-sons japonais, anglais, etc., sent la poussière. Ce qui importe c'est la musique vivante. Quand Don Cherry fait parler des percussions qui sortent tout droit de la brousse, tout doit passer: le son transitoire de l'attaque instrumentale, le son musclé, comme la couleur de son développement. Or ce son transitoire pose un vrai problème acoustique au niveau des enceintes. Pour le résoudre, pas de tricherie possible: il faut des muscles et des réflexes.

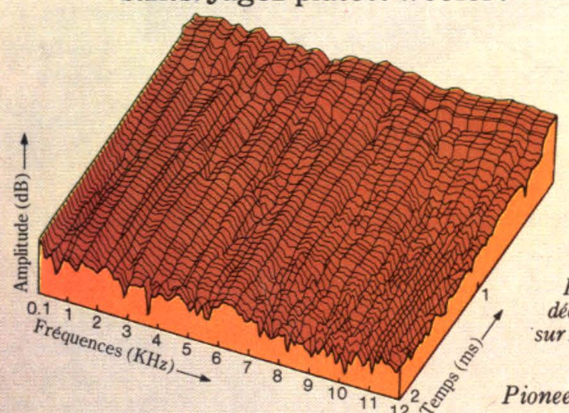
## *Les muscles, c'est le moteur.*

Les aimants, ce sont eux les muscles! Dans les HPM, ils sont très grands, très puissants. Jugez plutôt: woofer: diamètre 120mm, poids 350g; médium: diamètre 85mm, poids 210 g; tweeter: diamètre 75mm, poids 170g.

## *Sans réflexes rapides, pas de précision.*

Pour avoir des réflexes, une membrane doit être à la fois rigide et légère. Antinomie? Peut-être, mais nécessité absolue pour résister à ces véritables ondes de choc que sont les graves, ou à ces éclairs foudroyants que sont les aigus.

Rigides, légères, les membranes des HPM sont très proches de la perfection. En effet, pour le boomer, un mélange de fibres de carbone. Résultat: légèreté et équilibre parfait en inertie malgré sa grande taille (25cm). Boomer qui est en plus un "grave-médium" (jusqu'à 1900 Hz), comme ceux des studios où enregistre Marley. Pour les médiums, plage d'élection des attaques instrumentales, les membranes sont pressées humides, et la bande-son est étroite (1900 à 3000 Hz): maximum de précision et pas d'intermodulation. Autre point critique: la plage des super aigus. Pour résoudre




*La réponse en impulsion (amplitude, durée) à toutes les fréquences d'une enceinte doit produire un paysage "plat". Pendant, mais aussi avant et après l'impulsion. L'informatique Pioneer vous le fait découvrir ici avec un test sur HPM 110.*



*La "famille" HPM, de gauche à droite: HPM 150, 4 voies avec son super tweeter omnidirectionnel, 125 W, maxi 250 W; HPM 70, 4 voies, 60 W, maxi 120 W; HPM 30, 3 voies, 30 W, maxi 60 W; HPM 110, 4 voies, 100 W, maxi 200 W; HPM 50, 3 voies, 40 W, maxi 80 W.*

*Pioneer distribué par* MUSIQUE DIFFUSION FRANÇAISE


SCLES ET DES REFLEXES
DES TRANSITOIRES.
ENCEINTES
HPM
PIONEER
Marello Veyrac
Muscle, nerf musclé. Sur une HPM110,
la structure magnétique du boomer (30 cm de ∅) s'affiche avec l'aimant le plus grand
et le plus puissant qu'on puisse trouver dans cette taille: 156 mm de ∅.
cette difficulté, l'idée Pioneer: la membrane autoénergisée. Pour la réaliser, une invention: associer des composants polymères exclusifs aux membranes piezo. Donc, plus de perte d'énergie, plus de distorsion.
Au contrôle, les épreuves sans tricheries.
Pour les contrôles, Pioneer a mis son informatique au travail:
les réponses aux transitoires sont analysées à toutes les fréquences. Mieux: leur évolution peut être suivie dans le temps, à la milliseconde près, et restituée graphiquement en trois dimensions. Ultime épreuve, le studio: écoutez une enceinte moniteur de studio; écoutez une HPM. Comparez leurs réponses aux transitoires. Ne vous étonnez plus: la conception est la même.
Que dire de plus?
PIONEER
La vraie réponse aux vrais problèmes.

# LES LOISIRS PRENNENT UN

## La mini-chaîne Continental Edison 2 x 30 watts.

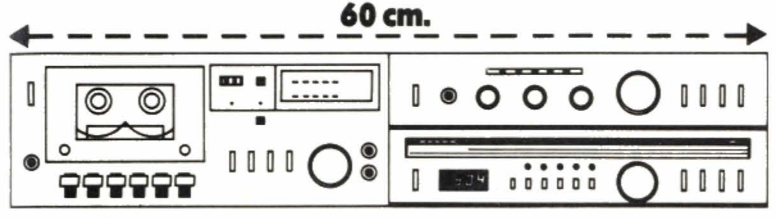
*Tous les plaisirs de la musique sur 25 cm de haut et 30 cm de large. Haute comme trois pommes oui, mais la mini-chaîne Continental Edison est aussi brillante que discrète grâce à l'utilisation d'un transformateur de type toroïdal et la disposition judicieuse des composants. Le volume de la chaîne a diminué, mais la qualité du son Continental Edison est toujours là. Avec une esthétique spectaculaire.*




*La mini-chaîne Continental Edison ou la hi-fi qu'on prend dans ses bras. Installez-la, disposez-la où vous voulez, comme vous voulez, elle s'intégrera parfaitement dans votre décor préféré : acier poli pour chacun des éléments, parfaitement intégrés dans leur meuble laqué noir.*

*La technologie, c'est aussi beau à voir qu'à écouter.*

# E NOUVELLE DIMENSION.




*Lecteur de cassettes à gauche, ampli-préampli plus tuner à droite, la mini-chaîne Continental Edison est conçue pour être belle comme ça aussi. Ecoutons-la. 2 x 30 watts efficaces pour l'ampli-préampli stéréophonique intégré avec indication du niveau de puissance par diodes électro-luminescentes. Tuner PO/GO/MF avec affichage digital de la fréquence et 5 stations préréglables en MF. Table de lecture compacte semi-automatique à entraînement direct avec commandes frontales.*

*Lecteur-enregistreur de cassettes Dolby, tête H.P.S. (Super Hard Permalloy avec revêtement en Sendust) permettant l'utilisation des nouvelles cassettes « métal ». Mini-enceintes à 2 voies : d'une qualité d'écoute étonnante grâce au progrès technologique apporté au rendement des haut-parleurs.*

*La mini-chaîne Continental Edison est une révolution intelligente : maximum de qualité, minimum d'encombrement, à un prix très accessible.*




**Hi-Fi Continental Edison**

**Les loisirs, c'est sérieux.**

**Demande de documentation**

*Je suis intéressé par les mini-chaînes Continental Edison. Veuillez m'envoyer sans engagement de ma part une documentation en couleurs.*

*M. ..........................................*

*Adresse ..........................................*

*Bon à découper et à renvoyer à : Continental Edison 74, rue du Surmelin, 75980 Paris Cedex 20*

HP

DOSSIER DU MOIS

# l'aide électronique à la circulation routière:

## L'EXPERIENCE DE CAEN

**L'ELECTRONIQUE fait de plus en plus incursion dans l'équipement de série des automobiles d'aujourd'hui. Plusieurs raisons peuvent être évoquées pour expliquer cette percée dans un domaine de l'industrie jusqu'à présent assez traditionaliste. La plus évidente est que, l'évolution technologique aidant, beaucoup d'éléments de l'automobile peuvent être « électronifiés » maintenant car les coûts de production sont comparables avec les analogues électromécaniques, et la fiabilité accrue. Par ailleurs les instruments de bord électroniques permettent de soulager l'attention du conducteur et d'améliorer en général la sécurité. En dernier ressort, et c'est un problème bien actuel et d'intérêt national, on en tire une substantielle économie d'énergie. Sur ces deux derniers points il faut néanmoins distinguer l'électronique dans le véhicule et, ce que nous appellerons l'électronique périphérique au service du véhicule.**

**C'est dans ce cadre que rentrent les dispositifs d'aide à la circulation mis en œuvre dans certaines villes « pilotes » telles : Strasbourg, Lille et Caen dont l'expérience fait l'objet du présent article.**

### Genèse

Vers 1970, par suite d'une mauvaise adaptation des transports en commun, et d'une croissance très rapide du parc des véhicules particuliers, le besoin s'est fait sentir dans beaucoup de grandes villes de province, dont Caen, d'améliorer la fluïdité du trafic et par conséquent la sécurité des usagers.

Parallèlement, c'est aussi vers cette époque qu'apparurent les premiers

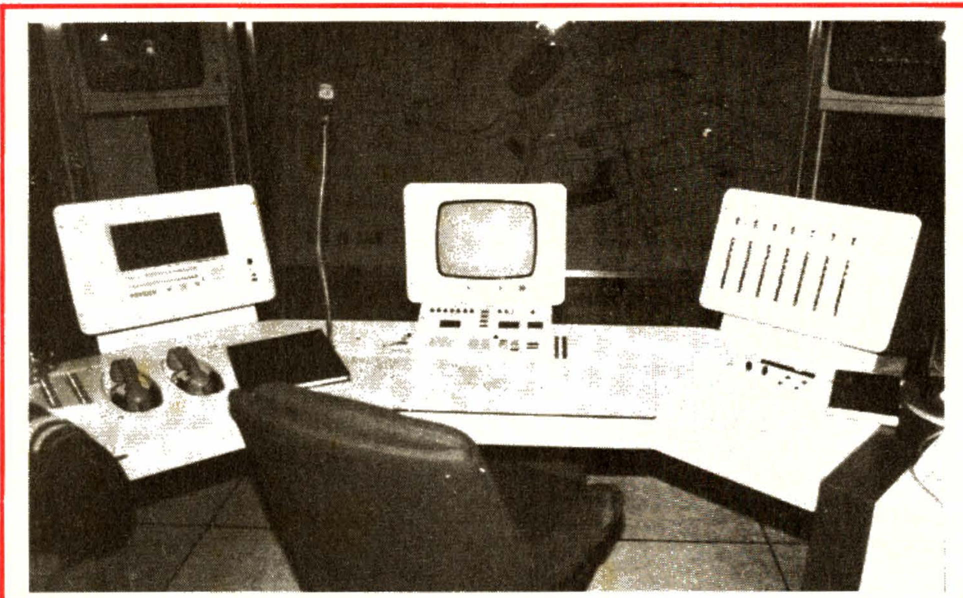


**Photo A. – Le PC avec les consoles de commande. En arrière-plan, le synoptique de la ville et les moniteurs TV. La console de gauche est réservée aux liaisons radio avec les véhicules de transports en commun. Au centre, le distributeur d'ordre et, à droite, la console de télécommande des caméras disposées sur le site.**

**Fig. 1**

« mini-ordinateurs » d'un coût beaucoup plus en rapport avec des applications spécifiques.

Les municipalités se sont donc penchées sur les possibilités d'asservir et de gérer le trafic par l'informatique avec le soutien des pouvoirs publics.

A Caen, les services techniques de la ville (voirie et urbanisme) ont donc commencé par étudier les améliorations conventionnelles et cela s'est traduit par la création d'un plan de circulation en 1972. Plan qui consistait surtout en la mise en place de sens uniques dans les zones les plus empruntées de la ville ; les sens uniques diminuant ce que les spécialistes de la circulation appellent les « points de conflit » au niveau des carrefours.

Par ailleurs on se rend bien compte intuitivement que l'écoulement du flot de véhicules est plus facile lorsque la circulation ne se fait que dans une direction.

Ceci étant, il a fallu passer au stade supérieur, (améliorations électroniques), à savoir l'informatisation et l'installation du réseau de transmission des ordres, ce qui, outre la constitution du cahier des charges fixé par la ville au vu des statistiques effectuées sur une période de trois ans, a nécessité la création d'une équipe chargée de superviser les travaux effectués par quatre sociétés : Thomson CSF (société pilote), SILEC (actuellement filiale de la précédente) STEN et SPIE, Batignolles.

Le financement a été assuré par la municipalité avec des subventions allouées par le ministère de l'intérieur et le ministère de l'équipement ; finalement le système fut opérationnel en 1976.

## Le système

### Le système de Caen

Le principe consiste à centraliser les données de circulation, relevées aux carrefours, au niveau d'un ordinateur qui les analyse et choisit un programme préalablement établi, de « plan de feux », parmi neuf rentrés en mémoire. Une fois le programme choisi, il envoie des ordres en conséquence, aux différents carrefours qu'il gère.

A l'origine, en 1976, le système pouvait ainsi commander soixante carrefours. A l'heure actuelle ce nombre est passé à 86 et l'ordinateur peut en gérer 120.

Les liaisons entre le poste central et les armoires de commande sont réalisées en filaire (par câble). Hormis les liaisons uniquement consacrées aux commandes de temps de passage, les opérateurs du PC disposent de liaisons téléphoniques

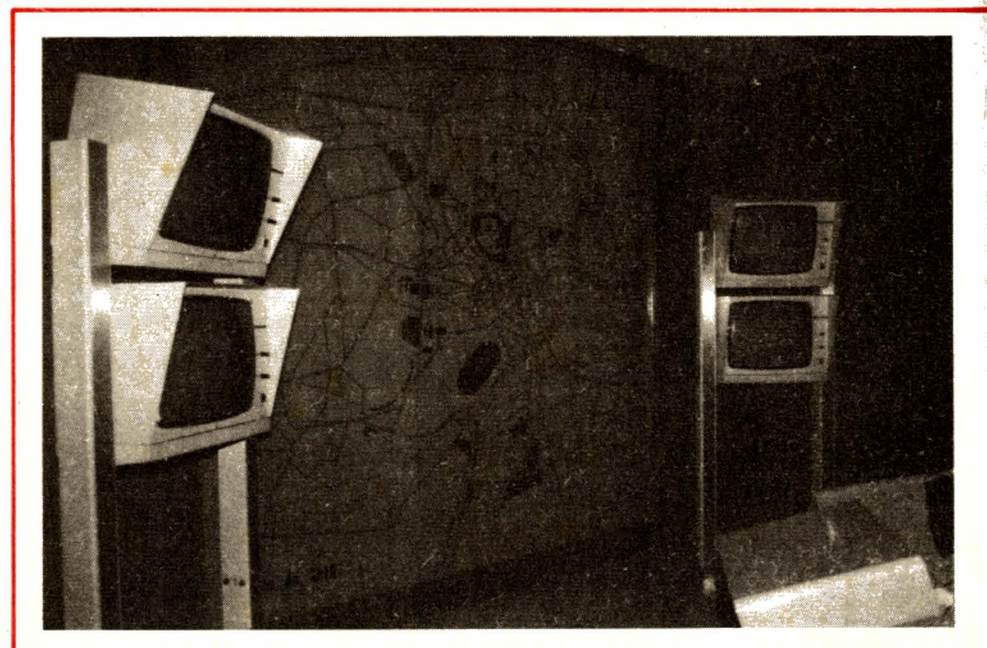


**Photo B. – Gros plan sur le synoptique et les moniteurs. Ce synoptique ne comprend que les grosses artères. Pour l'instant, seul le carré du centre est équipé.**

point à point pour la maintenance sur le site et de liaisons vidéo qui permettent, par l'intermédiaire de cinq moniteurs au PC et de treize caméras sur le terrain, de juger de visu de la situation.

## Matériel et fonctionnement

– les capteurs sont constitués d'une boucle magnétique ménagée dans la chaussée, à proximité des carrefours. Il y en a deux types qui fonctionnent suivant le même principe :

– Une sert au comptage des véhicules ; lorsque ceux-ci transitent au-dessus de la boucle, ils changent les paramètres du circuit oscillant dans lequel elle est insérée à cause de l'importante masse métallique placée dans le flux magnétique qu'elle engendre.

– Une autre permet de mesurer leur vitesse instantanée.

Ces paramètres sont traités et les signaux mis en forme par l'armoire de commande qui envoie les informations recueillies au PC où elles sont utilisées soit pour choisir un plan de feux, soit pour établir des statistiques qui permettront d'écrire de nouveaux programmes, tant il est vrai que la circulation est un phénomène évolutif.

Deux cas de figure peuvent se présenter qui rendent l'ordinateur MITRA 15 (CII) inopérant :

– Il est soit utilisé à d'autres fins que la gestion des carrefours : – études de nouveaux programmes, compilation de données pour l'établissement de statistiques etc.

– Soit tout simplement en panne (cela peut arriver).

Dans ces deux cas, il peut être relayé par un distributeur d'ordres où les neuf solutions de plan de feux sont introduites manuellement et réalisées en logique câblée.

Ce distributeur n'étant pas lui-même infaillible, deux armoires de commande situées sur des postes secondaires peuvent diriger soixante carrefours chacune avec trois plans de feux commutés manuellement.

En dernier ressort un quatrième niveau d'intervention est constitué par les armoires de commande conventionnelles ; dans ce cas elles sont autonomes et il n'existe plus d'interaction entre les carrefours.

Le PC est équipé d'un plan synoptique de la ville de Caen où sont représentées les principales artères avec des indications lumineuses :

– les points lumineux verts rendent compte de la prise en compte du carrefour par l'unité centrale, les jaunes fixes représentent ceux qui seront reliés ultérieurement,

– les chiffres donnent la vitesse moyenne mesurée sur le dernier cycle de passage et permettent une estimation du débit,

– les triangles signalent les postes de stratégie (points chauds) sur lesquels on ne calcule que les débits ; ils changent de couleur lors d'une saturation ; ainsi lorsqu'ils sont rouges il y a un début de saturation.

Actuellement les données qui entraînent une modification de plan de feux sont prises sur dix postes principaux.

– Enfin un symbole lumineux indique les carrefours équipés d'une caméra. Ces dernières peuvent couvrir quarante carrefours en enfilade, grâce à un zoom très puissant actionné à partir de la console centrale du PC. La télécommande autorise aussi le changement d'azimut ainsi que la mise au point. Les caméras ainsi que les moniteurs et les télécommandes proviennent de chez Thomson.

A l'heure actuelle il existe encore trois types d'armoires de commande (provenance SILEC) correspondant aux trois dernières générations :

– Celles réalisées en logique TTL, transistors et relais pour la commutation de puissance,

– Celles équipés en logique C.MOS et commutation de puissance statique par thyristors ou triacs.

– Enfin la dernière génération, en logique programmée et commande de puissance statique.

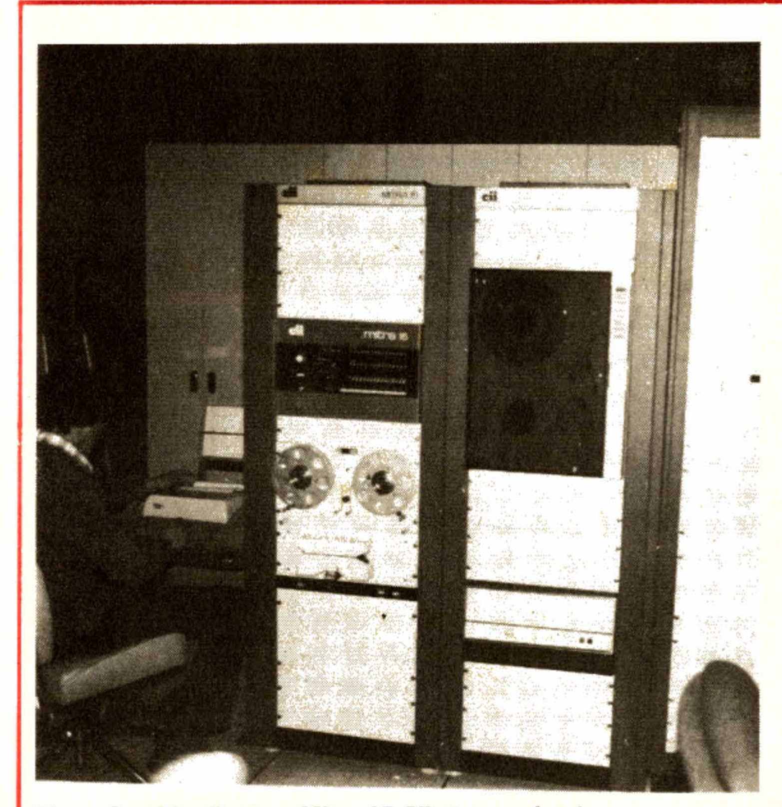
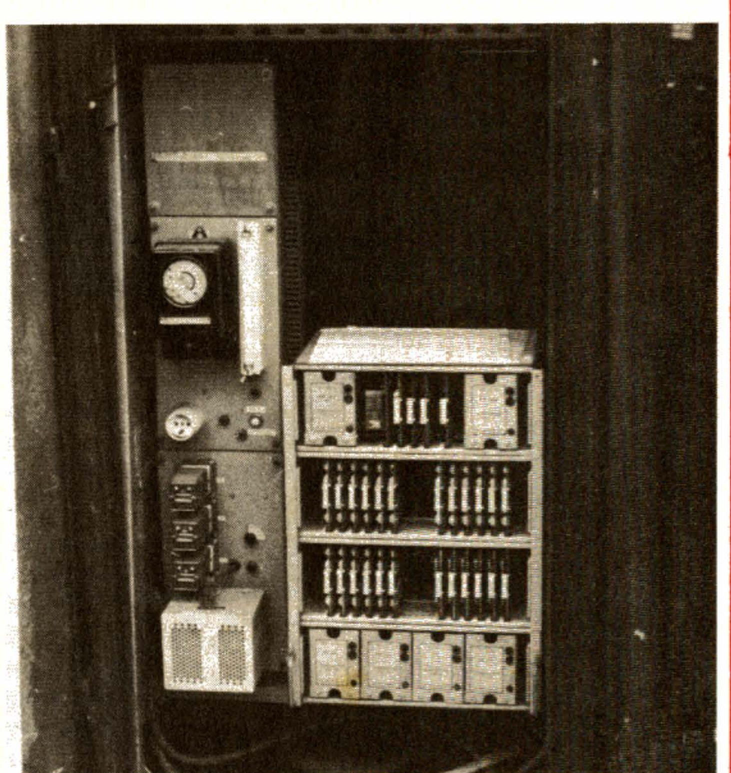
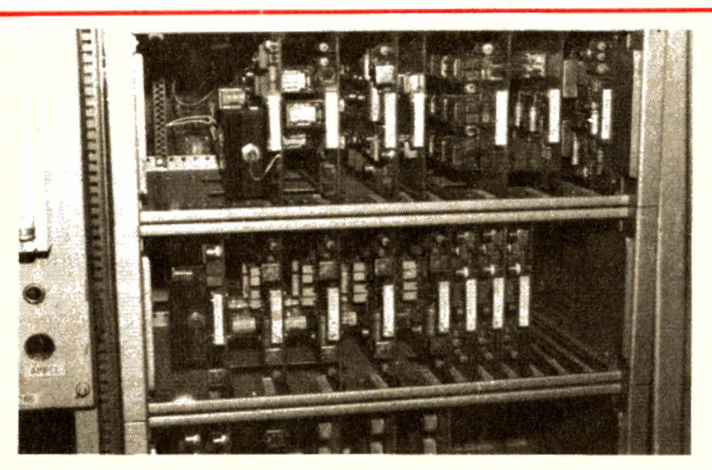


**Photo C. – L'ordinateur Mitra 15 CII et ses mémoires.**


**Photo D. – Une armoire de commande sur le terrain.**



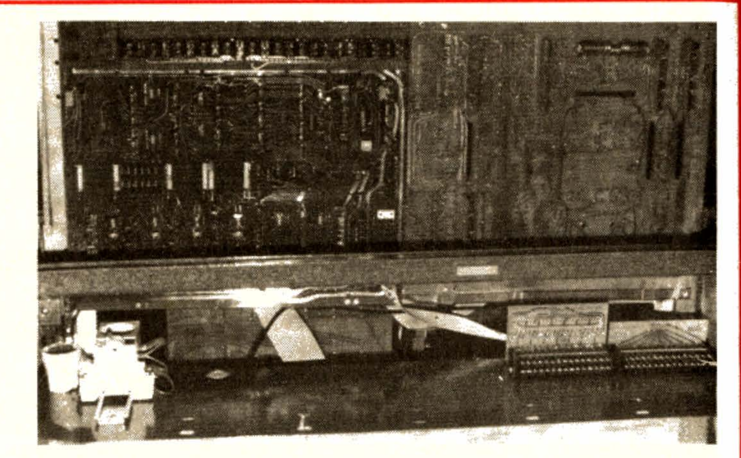


**Photo E. et F. – Armoires de deux générations différentes. A gauche, les commandes de puissance sont encore assurées par des relais et, à droite, toutes les commutations sont statiques.**

Les microprocesseurs sont standards (famille 6800) et les programmes implantés sur ROM.

L'équipe des services techniques, composée de dix personnes dont deux responsables techniques assurent la maintenance non seulement des armoires, mais aussi des périphériques. En outre elle écrit les programmes de plans de feux quand les besoins s'en font sentir.

Seuls quelques contrats de maintenance spécifiques sont assurés par les sociétés, fournisseurs du matériel.

## Conclusion

Il y a beaucoup d'aménagements à consentir dans le domaine de l'industrie automobile.

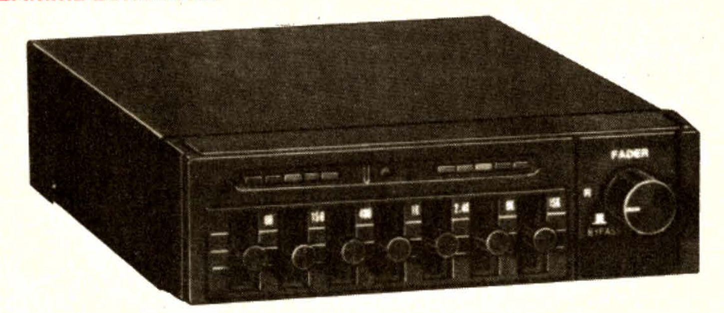
Il faut en passer par des améliorations au niveau de l'automobile elle-même, notamment en diminuant sont coût de revient qui ne dépend que d'une manière de plus en plus lointaine de son prix d'achat. Mais les améliorations qui concernent l'utilisation de l'automobile sont tout aussi importantes si l'on veut que les éventuels utilisateurs ne s'en désintéressent pas. Là aussi l'électronique a son rôle à jouer et les expériences telles que celle de Caen nous montrent que tout est mis en œuvre pour qu'elle le joue pleinement ; nous ne pouvons qu'approuver et encourager ces tentatives...

**C. DUCROS**

**N.B.** : Nous remercions MM. Mounis et Desmarais, respectivement directeur-adjoint des services techniques de la ville de Caen et responsable technique du PC circulation, de leur aimable concours.

# Bloc-notes

### GAMME EUROSTAR







### L'égaliseur EUROSTAR ES1150

Cet égaliseur graphique est complété par un booster à indicateur de puissance à LED. Ces caractéristiques techniques sont : Réponse en fréquence : 20 à 20 000 Hz. Fréquences de correction : 60, 150, 400, 1 000, 2 400, 6 000 et 15 000 Hz, ± 12 dB. Rapport signal/bruit : 55 dB. Impédance d'entrée 22 Ω. Impédance de sortie : 4, 8 Ω. Alimentation : 11 à 16 V négatif à la masse. Puissance du Booster : 30 W par canal. Dimensions : 109 × 32 × 148 mm.

### L'égaliseur EUROSTAR ES1260

Cet égaliseur à 10 fréquences de correction est complété par un booster délivrant 30 W par canal et à indicateur de puissance à LED.

Caractéristiques techniques : Réponse en fréquence 20 à 20 000 Hz. Fréquences de correction : 30, 60, 120, 250, 500, 1 000, 2 000, 4 000, 8 000 et 16 000 Hz. ± 12 dB. Rapport signal/bruit : 55 dB. Impédance d'entrée : 23 Ω. Impédance de sortie : 4,8 Ω. Puissance du Booster : 30 W par canal. Dimensions : 180 × 30 × 140 mm.

### L'autoradio lecteur de cassettes EUROSTAR ES4100

Cette autoradio permet de capter 3 gammes d'ondes : PO-GO-FM (stéréo. Le lecteur de cassette est équipé du dispotifif autoreverse.

Caractéristiques techniques : Puissance : 2 × 7 W. Pleurage et scintillement : 0,30 %. Réponse en fréquence : 60 à 10 000 Hz. Sensibilité : 35 dB. Impédance de sortie : 4 Ω. Alimentation : 12 V, négatif à la masse. Dimensions : 178 × 135 × 44 mm.

### L'égaliseur graphique Booster EUROSTAR EQB1200

Cet égaliseur graphique à 7 fréquences de correction est complété par un amplificateur booster de 2 × 60 W.

Caractéristiques techniques : Fréquence de correction : 60, 150, 400, 1 00, 2 400, 6 000 et 15 000 Hz. Gamme de correction : ± 12 dB. Réponse en fréquences : 20 à 20 000 Hz. Séparation des canaux : 45 dB. Rapport signal/bruit : 65 dB. Sensibilité de l'entrée : 2,5 V (ajustable)/22 Ω. Dimensions : 178 × 47 × 176.

DOSSIER DU MOIS

# L'ELECTRONIQUE

## dans l'automobile

L'ELECTRONIQUE, vous la trouvez de plus en plus dans les voitures que vous achetez. De plus en plus, cela ne signifie pas que vous aurez un ordinateur dans chaque automobile, nous en sommes d'ailleurs bien loin. L'électronique est une technique relativement nouvelle, les fabricants de voitures et d'équipements montrent une certaine réticence à cette introduction. Cette réticence se justifie par diverses raisons qui sont, à peu de chose près les suivantes.

L'automobile est construite par des mécaniciens qui connaissent certainement mieux les solutions mécaniques qu'électroniques.

Cette familiarité avec la mécanique se rencontre également au niveau du dépannage, l'introduction de l'électronique impose un recyclage du personnel qui ne peut plus, aujourd'hui, se fier à son intuition. Les dépanneurs ont parfois du mal à s'en tirer avec des problèmes électriques simples, on imagine ce que sera pour eux l'électronique. De toutes façons, l'électronique dans le dépannage se limitera à une opération aussi simple qu'une opération mécanique, on changera la pièce, c'est tout.

La technologie électronique n'est pas suffisamment connue des mécaniciens, l'expérience acquise dans l'électronique est encore trop limitée pour qu'un constructeur se lance dans cette voie.

L'électronique doit aussi travailler dans des conditions climatiques rigoureuses, il n'y a qu'à considérer le cas d'un système électronique travaillant à proximité d'un moteur et commençant sa journée à – 15° pour passer, quelques minutes plus tard à plus de 60 °C. Quel choc thermique !...

Les constructeurs d'automobiles ne sont pas les seuls réticents, il y a aussi les fabricants d'équipements. L'apparition de l'électronique ne peut être trop rapide car il y a beaucoup d'outillage à reconvertir. Les machines de production ne sont pas les mêmes, le personnel doit être adapté à une nouvelle situation.

Les fabricants de composants eux-mêmes doivent faire face à des exigences nouvelles, l'automobile, c'est une production de longue durée où les impératifs de prix de revient sont nombreux. Les composants, lorsqu'ils sont employés dans des circuits vitaux pour la voiture et la sécurité des passagers doivent être d'une fiabilité absolue, un composant électronique rendra l'âme en quelques microsecondes alors qu'il faut bien souvent plusieurs dizaines de kilomètres à une pièce mécanique pour passer de vie à trépas, la transition étant plus lente (ce n'est pas toujours le cas).

L'électronique va cependant s'introduire de plus en plus dans l'automobile, c'est certain, peut-être pas tout de suite dans les voitures de bas de gamme, où le

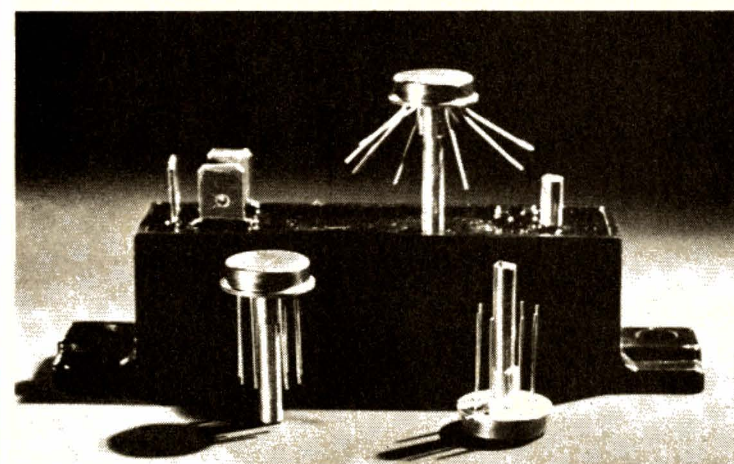


**Photo A. – Quelques détecteurs de pression pour une mesure de débit ou pour un réglage de carburation ou d'avance à l'allumage.**

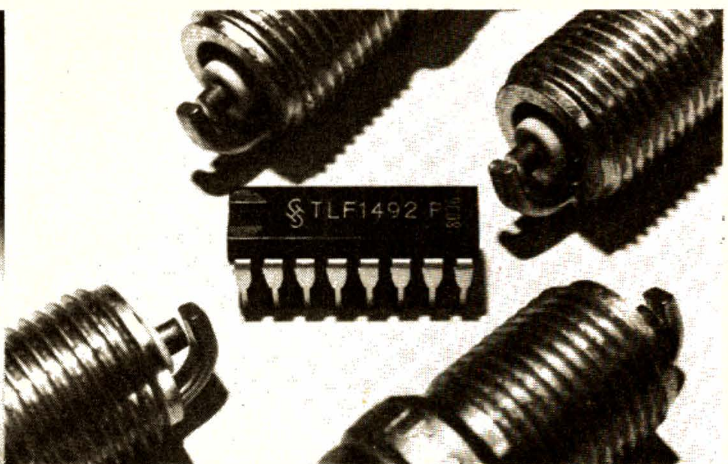



**Photo B. – Un circuit pour l'allumage. Il commande directement le transistor d'alimentation de la bobine.**

prix de revient est un souci majeur mais d'abord dans des voitures de moyen et surtout de haut de gamme dans lesquelles l'électronique apparaîtra sous la forme de microprocesseurs.

Pour le moment, l'électronique se résume à la montre de bord électronique (à moteur pas à pas) ou encore au régulateur de charge de la batterie. Nous la trouvons aussi dans l'alternateur qui demande des diodes de redressement, diodes qui n'étaient évidemment pas nécessaires dans les voitures équipées de génératrices à courant continu. L'alternateur, plus simple à construire, a pu être réalisé grâce au développement de diodes au silicium capables de débiter un courant élevé. Avec l'alternateur, nous avons le régulateur, là, l'électronique peut être utilisée, les techniques hybrides permettent des réalisations de grande série avec des coûts intéressants.

L'allumage électronique vient en second dans l'équipement des véhicules, il n'est pas toujours intégral. L'allumage peut s'électronifier en plusieurs étapes, la première est le remplacement du rupteur, c'est la technique de l'allumage transistorisé dans lequel le contact mécanique du rupteur n'a pas besoin de débiter un courant important, le courant débité étant celui de base d'un transistor. Avec ce système, la vitesse d'ouverture du rupteur n'intervient pas dans l'allumage ce qui permet de disposer d'une étincelle plus importante, même avec une batterie un peu faible.

Vient ensuite le remplacement du rupteur mécanique par un rupteur électronique, plusieurs systèmes peuvent être employés :
– L'optique, avec une fourchette à diode électroluminescente et photo-transistor. Ce système reste sensible aux poussières, cette sensibilité existe si le rupteur n'est pas protégé.
– Le système de rupteur à effet Hall est plus intéressant, cette fois, la fourchette est magnétique, nous avons d'un côté un aimant et de l'autre un détecteur à effet Hall, la rupture est commandée par une jupe emboutie dans un matériau ferromagnétique dans lequel des dents ont été découpées, le système à effet Hall envoie vers un interrupteur électronique transistorisé une impulsion pour une transition, c'est-à-dire au passage de l'une des dents. L'allumage est ici entièrement transistorisé, il ne reste plus qu'à remplacer le distributeur ce qui se fera un jour ou l'autre. L'allumage sera alors intégral. Des circuits intégrés ont été spécialement étudiés pour ce type d'application de l'électronique. Grâce à ces circuits, on pourra modifier électriquement l'angle d'allumage. L'absence de pièce mécanique en mouvement alternatif est favorable à une utilisation prolongée des moteurs sans intervention sur l'allumage autre qu'une vérification.

L'étape suivante de l'introduction de l'électronique, c'est la carburation électronique, une carburation qui se fait par injection.

La carburation électronique permet de tenir compte de tous les paramètres externes comme la température, la pression atmosphérique ou le taux d'humidité de l'air, des capteurs sont prévus pour saisir les conditions de fonctionnement, nous en sommes pour le moment aux débuts de cette intégration de l'électronique.

Le fait d'intégrer l'électronique permet d'assurer un contrôle permanent de la consommation et de faire travailler le moteur à son rendement maximum. Le carburateur pourra être relié à une centrale de commande qui servira aussi à assurer la gestion de la boîte de vitesse automatique. Cette commande électronique facilitera la réalisation d'un régulateur de vitesse, intéressant sur les autoroutes.

L'un des points où l'électronique est indispensable, c'est le contrôle de l'anti-patinage. Pour cela, on doit effectuer une mesure de vitesse différentielle des roues et commander, à partir du signal d'erreur, l'efficacité relative des freins.

L'électronique sera enfin intégrée au tableau de bord qui pourrait bien, dans une dizaine d'années, devenir tout électronique. L'introduction des tableaux de bord électroniques commencera par les voitures de haut de gamme, puis celles de moyen de gamme, ce qui est logique. Il ne s'agit pas ici d'un ordinateur de bord, cet instrument étant déjà proposé (on en trouve même dans des grands magasins), mais du remplacement des instruments de bord par des systèmes d'affichage de type électronique, en attendant bien sûr les tableaux de bord parlants...

Le premier instrument de bord à avoir été doté d'un circuit électronique est le compte-tour, il capte les impulsions de l'allumage. La même technique peut être utilisée pour le compteur de vitesse, à condition de disposer d'un capteur solidaire des roues (on peut aussi utiliser la boîte de vitesse et faire le calcul). Les capteurs susceptibles d'être utilisés sont de type optique ou magnétique, cette dernière technique étant appelée à se développer davantage. Les clignotants font déjà appel à l'électronique, on utilise toutefois encore des relais qui permettent une coupure d'un courant important avec un composant bon marché. Avec les circuits intégrés disponibles, on détecte, la coupure de l'un des filaments et on signale, par une augmentation de la cadence, l'incident au conducteur. Bien entendu, ce type de circuit commande également les quatre indicateurs de direction pour le mode « warning », détresse.

Dans un même ordre d'idée, l'électro-

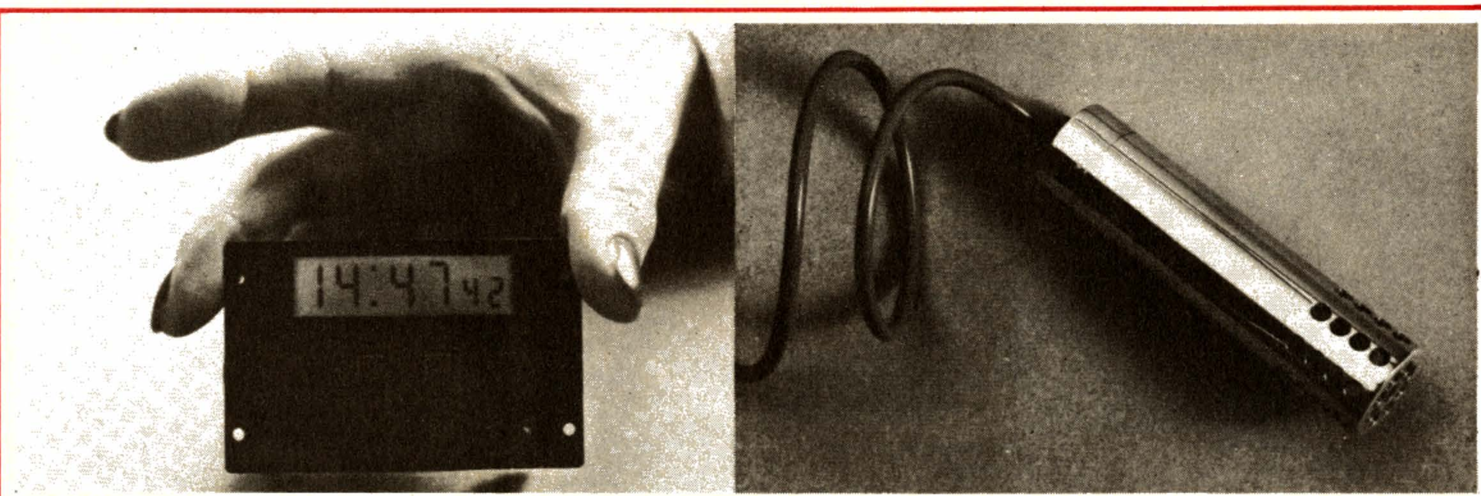



**Photo C. – Classique ou presque, l'affichage à cristaux liquides pour la montre de bord ou un chronométrage.**

**Photo D. – Dans ce coffret se tient une sonde détectrice d'humidité, associée à un détecteur de température. Elle permet de détecter le verglas.**

dérivés de circuits de communication, auront été mis sur le marché.

L'électronique permettra aussi de centraliser toutes les données concernant la sécurité de la voiture, elle donnera l'alarme et commandera éventuellement certains organes de la voiture.

La dernière étape de l'équipement de la voiture sera sans doute la réalisation du tableau de bord, les cristaux liquides et les voyants LED (nous aurons sans doute de nouvelles couleurs pour ces dernières), pourront trouver là un nouveau débouché, des prototypes ont déjà été présentés et certains fabricants d'accessoires utilisent des échelles de diodes LED dans des compte-tours électroniques. La montre de bord sera électronique, l'horlogerie est déjà très développée, on retrouvera sans doute un affichage numérique tandis que les données de la voiture conserveront un affichage analogique, plus facile à lire et plus vite exploitable.

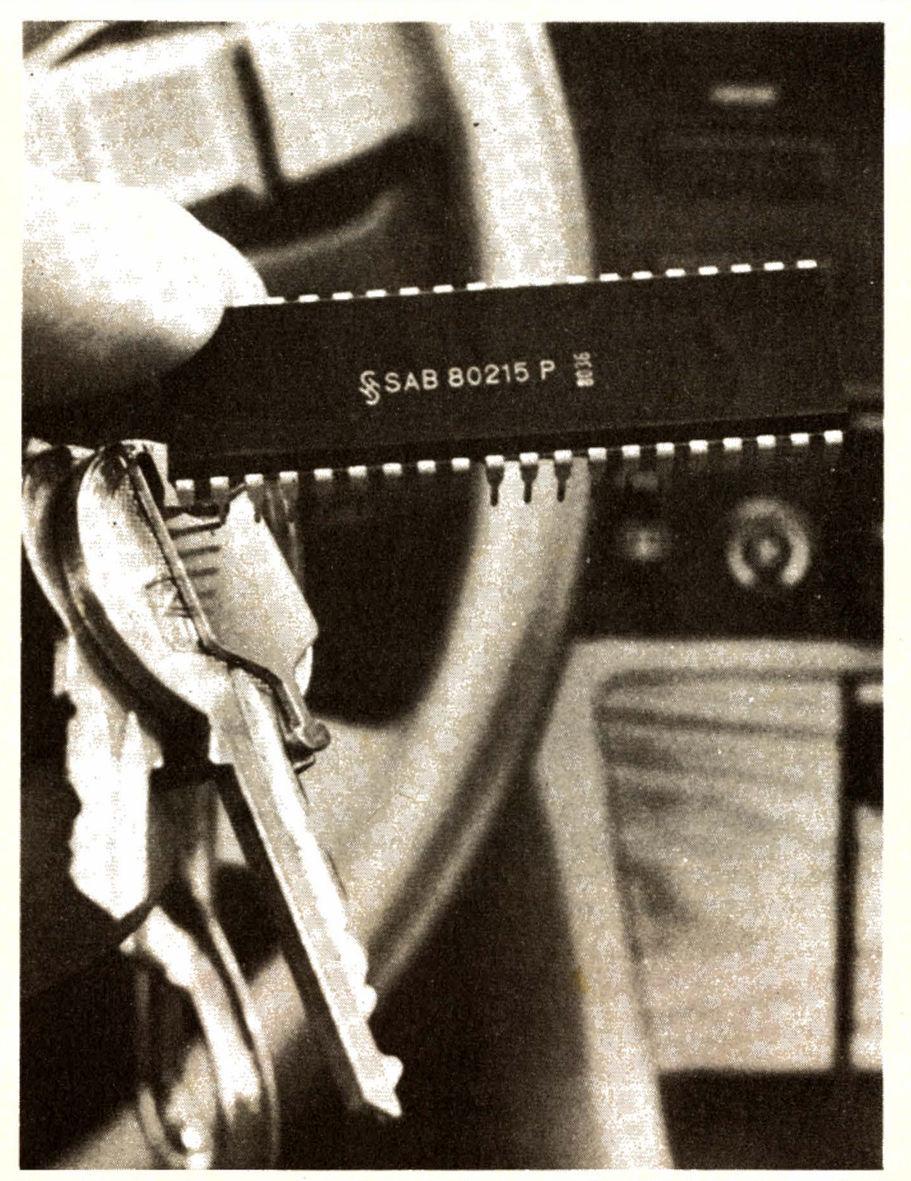


**Photo E. – Le microprocesseur de bord : il sera peut-être bientôt indispensable !**

nique peut être utilisée pour la temporisation des essuie-glaces, une temporisation de ce type peut également servir pour le préchauffage d'un moteur diesel. Avec un ordinateur à bord, on pourrait même choisir son heure de préchauffage et de démarrage du moteur pour monter dans une voiture chauffée... Quel confort !

L'électronique s'introduira aussi dans toutes les jauges, les flotteurs à potentiomètres disparaîtront pour faire place à des systèmes entièrement statiques plus simples, plus résistants, l'indication des niveaux se fera alors sans aiguille, par une combinaison de voyants ou de cristaux liquides. L'adaptation de la luminosité du tableau de bord en fonction de l'éclairage ambiant sera automatique. Les indications visuelles seront accompagnées d'indications sonores, l'oreille restant le sens le plus disponible de l'automobiliste.

Une détection d'assiette du véhicule, ou plus simplement celle de la position au repos, permettra de régler automatiquement la portée des phares en fonction de la charge.

Les voitures sont des endroits où les câbles sont nombreux, ces câbles sont difficiles à passer, pour les supprimer, une solution existe en électronique, il s'agit du multiplexage. Le multiplexage consiste à faire passer toutes les informations sur un même fil. Ici, tous les organes seront alimentés par un câble unique et relié à des commutateurs de puissance électroniques (transistors à effet de champ de puissance). Une centrale de commande locale sera chargée de sélectionner l'information utile à chaque élément commandé. Les ordres seront transmis par un fil unique, un peu comme on le fait sur une ligne téléphonique dans laquelle une douzaine de communications peuvent avoir lieu en même temps. Il va de soi qu'un tel développement de l'électronique automobile aura lieu lorsque des circuits spécifiques,

## Les composants

L'un des composants essentiels, et aussi le plus délicat, c'est le capteur ; dans une voiture, on devra contrôler divers paramètres comme la température, la pression, la position, la vitesse, le niveau. Pour capter la température, on utilise un élément non linéaire, ces éléments existent sous l'appellation de résistances à coefficient de température négatif ou positif. Plus récemment sont apparues des résistances au silicium, offrant une caractéristique pratiquement linéaire. Les faibles dimensions de l'élément, la grande précision obtenue en série permettent de réaliser des dispositifs qui se passent d'un système d'étalonnage (on peut d'ailleurs les étalonner par ajustement de résistances par sablage ou laser, lorsque l'on utilise des circuits hybrides. Cet ajustement est automatique.

La mesure de pression est plus complexe, elle fait appel à des jauges de contrainte au silicium qui sont de petits diaphragmes gravés dans une puce de silicium, ces diaphragmes ont une épaisseur qui est fonction de la pression à mesurer, deux types de transducteurs sont réalisables, l'un pour la mesure de pression absolue (pression atmosphérique par exemple) l'autre pour une mesure différentielle, (mesure de débit par exemple). Ces capteurs doivent être associés à une électronique qui assure une compensation en température.

Le capteur de position peut utiliser un système optique, ou encore un dispositif à effet Hall. Le choix d'un matériau pouvant travailler à haute température, arsé-

niure de gallium, permet de disposer d'un capteur peu sensible à la température, c'est un facteur important en automobile. On appréciera, dans les capteurs magnétiques l'insensibilité aux poussières mais ils imposent une compensation de l'environnement souvent magnétique des voitures...

Le capteur de vitesse est en fait un capteur de position que l'on associe à un circuit dérivateur. Une fois la dérivation effectuée, on dispose de l'information vitesse, avec une seconde dérivation, c'est l'accélération qui sera exploitée.

La mesure de niveau est plus délicate, elle peut être capacitive, résistive le cas échéant, ou encore faire appel à des thermistances chauffées et plongées dans un liquide qui absorbe une partie de l'énergie. Lorsque le liquide est absent, la valeur de la résistance change.

Une autre mesure peut être intéressante, il s'agit de celle de l'humidité. Associée à une thermistance indiquant par exemple la température externe, on peut constituer un détecteur de risque de verglas, l'information de la température ne suffit pas pour avertir de ce risque, un temps froid et sec ne produisant pas de verglas.

Une fois les mesures effectuées, il faut les traiter. Là, on fait appel à des conditionneurs qui vont prendre l'information du capteur pour délivrer une tension représentative de la mesure effectuée (on compense ici les effets parasites de l'environnement). Cette tension sera alors exploitée par le système de traitement. On pense tout de suite au microprocesseur, outil permettant un traitement non linéaire des informations. Les données récoltées par les capteurs sont converties numériquement, elles sont dirigées vers les circuits de traitement capables d'effectuer toutes les opérations programmées lors de la conception du circuit (programmation par masque).

Les commutations sont assurées, pour le moment par des relais électromécaniques, ces relais sont fabriqués en grande série et ne coûtent pas cher, ils consomment de l'énergie, ce n'est pas un problème très gênant dans une voiture. Les fabricants de composants électroniques lancent depuis peu de temps des commutateurs tout à fait adaptés à la voiture, ce sont les MOS de puissance. Ces transistors ne demandent qu'une faible puissance de commande et offrent une résistance très faible dans l'état passant. Ces composants permettent de commander des moteurs, des résistances, des électrovannes exigeant plus d'une dizaine d'ampères. La commutation n'entraine pas de perte importante. Pour le moment, ces composants sont encore trop chers pour être adoptés, il faudra attendre que les usines travaillent à plein débit pour que leur introduction soit possible. Le relais n'est pas encore mort, le transistor MOS de puissance, SIP MOS ou HEXFET (et les autres), est plus cher mais il permet une modulation de puissance sans perte ; avec un relais on doit utiliser une résistance chutrice, le choix est simple !

## Conclusion

L'électronique entrera de plus en plus dans l'automobile, c'est certain. Cette introduction n'est pas facile, les industriels de l'automobile ne s'adaptent que progressivement à cette technique qui a encore ses preuves à faire dans le domaine de la fiabilité en milieu hostile. L'électronique coûte encore cher, il faut donc que son apport soit rentable. Elle doit améliorer la voiture, que ce soit sur le plan de l'économie d'énergie, problème crucial et actuel, ou sur celui du confort et de la sécurité. L'automobiliste et le dépanneur sont aussi deux individus qu'il faudra convaincre et ce n'est pas le plus facile !

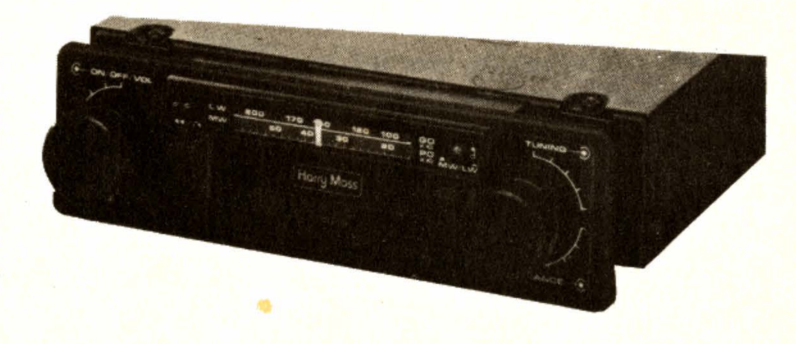
**E.L.**

# Bloc-notes

**GAMME HARRY MOSS**

### Le lecteur de cassettes Harry Moss 327 « Promenade »

Les caractéristiques de cet appareil sont les suivantes : Avance rapide verrouillable. – Ejection manuelle. – Arrêt automatique en fin de cassette. – Puissance maximum : 3,2 W RMS par canal. – Bande passante : 50-10 000 Hz. – Pleurage et scintillement : 0,3 % W RMS. – Impédance : 4 Ω. – 12 V positif ou négatif à la masse. – Dimensions : 130 × 41 × 145 mm.




### Le lecteur de cassettes Harry Moss 328 « Sérénade »

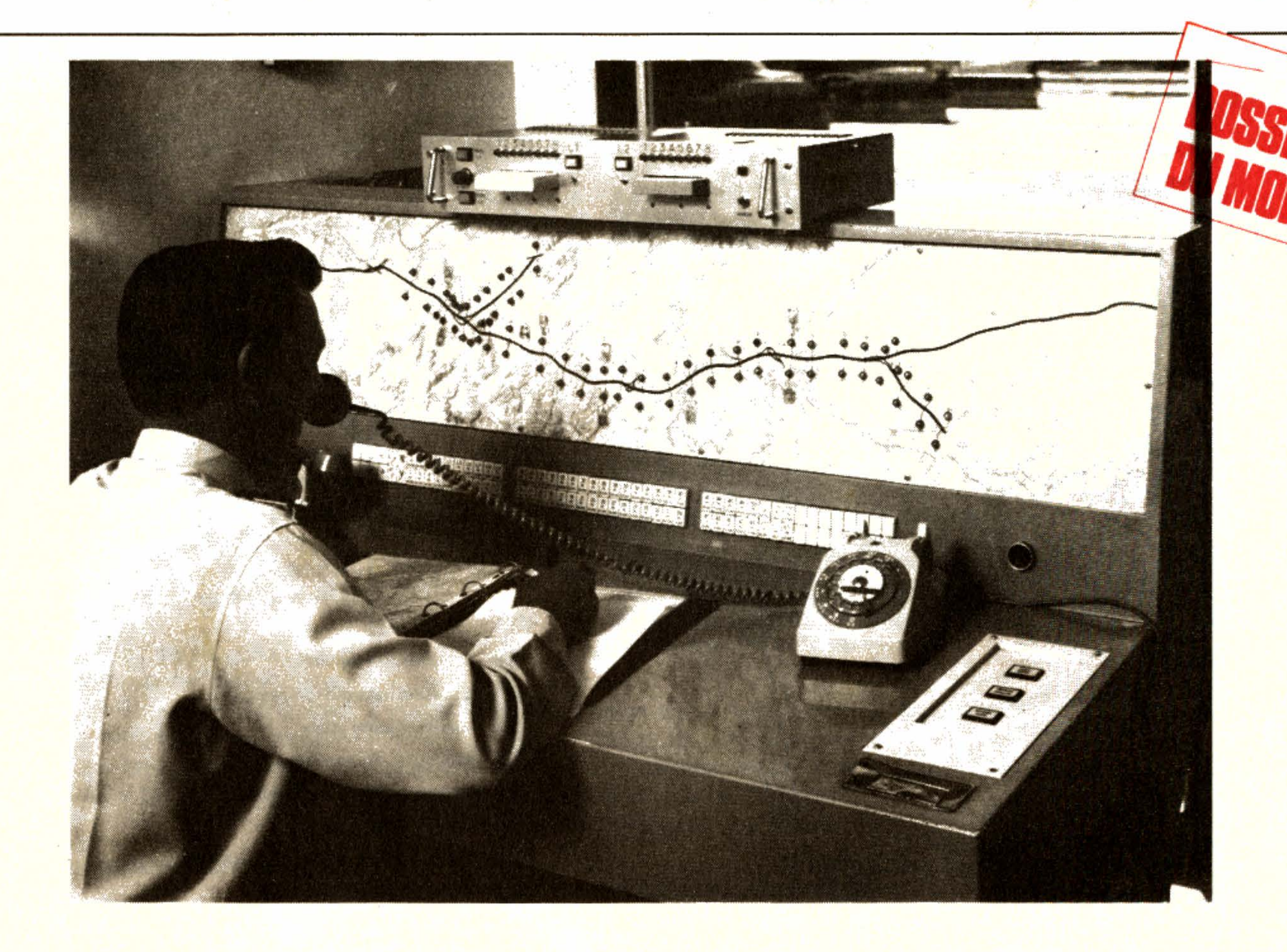
Les caractéristiques de cet appareil sont les suivantes : Avance rapide verrouillable. – Ejection manuelle. – Puissance : 3 W RMS par canal. – Bande passante : 50-10 000 Hz. – Témoin lumineux de fonctionnement. – Arrêt automatique en fin de cassette. – 12 V positif ou négatif à la masse. – Dimensions : 145 × 45 × 150 mm.

### L'autoradio lecteur de cassettes Harry Moss 336

Les caractéristiques de cet appareil sont les suivantes : Puissance maximum : 4,5 W par canal RMS. – Bande passante : 50-8 000 Hz. – Sensibilité FM : 10 dB à 104 MHz. – Séparation FM : 30 dB. – Sensibilité GO : max. 46 dB. – Rapport signal/bruit : 40 dB. – Fil de commande d'antenne électrique automatique. – Réglage trimmer d'antenne en façade. – Avance rapide verrouillée. – Arrêt automatique en fin de cassette. – impédance : 4 Ω. – Alimentation : 12 V, négatif à la masse. – Dimensions : 180 × 115 × 45 mm.

### L'autoradio lecteur de cassettes Harris Moss 335

Les caractéristiques de cet appareil sont les suivantes : Puissance : 4,5 W RMS par canal. – Bande passante : 50-8 000 Hz. – Sensibilité GO : max. 46 dB. – Sensibilité PO : max. 28 dB. – Rapport signal/bruit : 40 dB. – Séparation entre canaux : 30 dB. – Fil de commande d'antenne électrique automatique. – Réglage de trimmer en façade. – Avance rapide verrouillée. – Arrêt automatique en fin de cassette. – Impédance : 4 Ω. – Alimentation : 12 V, négatif à la masse. – Dimensions : 180 × 115 × 45 mm.




# La sécurité sur la route:

# LE SYSTEME PAAC

**COMMENT donner aux automobilistes des informations sur les risques présents sur les routes. La solution la plus simple, c'est de les informer par radio, à condition toutefois qu'ils soient à l'écoute sur la bonne longueur d'ondes. Ce qui est gênant avec un tel système, c'est que l'émetteur couvre en général une région de surface importante et que les automobilistes ont en fait, besoin d'une information plus ponctuelle. Pour leur dispenser cette information, il est donc indispensable d'avoir un système différent capable de s'adresser directement ou presque à l'automobiliste. Le système PAAC, Protection des Automobilistes et Aide à la Circulation, est destiné à donner l'information ponctuelle. L'information est fournie le long d'une route ou d'une autoroute et seuls les automobilistes concernés sont avertis.**

## Les informations

Les informations sont, pour le moment données par le Centre National d'Informations Routières ou les centres régionaux d'information routière. Les renseignements sont parfois diffusés par radio, ils peuvent aussi être obtenus par téléphone, mais tout le monde n'a pas le téléphone dans sa voiture, loin de là, et les informations à brève durée de vie, accident par exemple, ou encore chaussée glissante à la suite d'une chute de neige violente, ne peuvent être transmises. L'état d'une route peut évoluer en quelques quarts d'heure, voire moins, il est donc important de pouvoir disposer de certaines informations immédiatement. Les transmissions d'informations radiophoniques existent mais à l'exception de stations comme Fip et Cie qui peuvent donner des informations périodiques concernant une zone relativement limitée, il paraît difficile de communiquer à toute la France des informations qui ne concernent qu'une route. Par ailleurs, lorsqu'on entend une information, elle ne nous concerne pas toujours, ou si on a allumé son poste immédiatement après l'information, ce que l'on ne sait évidemment pas, on n'aura pas accès à cette information. Cette dernière doit donc être répétée afin que l'usager puisse en bénéficier. Avec une trop haute densité d'informations, il sera difficile de trouver le message qui vous concerne. La radio ou le téléphone ne constituent donc pas des moyens d'information suffisants.

## Les impératifs du système

Les impératifs des systèmes d'informations routières ont été étudiés dans un groupe de travail consacré aux aides

**PARCOURS UTILISE POUR LA PRESENTATION DU SYSTEME P.A.A.C**

**(Autoroute A6)**

PROTECTION DES AUTOMOBILISTES – PAAC – AIDE A LA CIRCULATION

EUROMOTEL

Départ

Arrivée

« PARIS

RESTOP

Entrée Service

Sortie Service

LYON »

P.C. de Gendarmerie

Accident

« NEMOURS CD 225

DORDIVES »

1. Emission hélicoptère
2. Emission ligne monofilaire route
3. Emission moto route
4. Visite P.C. de Gendarmerie
5. Accident - Détection de choc
6. Emission hélicoptère
7. Emission ligne monofilaire autoroute
8. Emission hélicoptère

Fig. 1

électroniques à la circulation, groupe comprenant les pays suivants : Allemagne, Autriche, Belgique, Finlande, France, Italie, Pays-Bas, Royaume-Uni, Suède, Suisse et Yougoslavie, ces travaux ont permis d'établir un certain nombre de critères qui ont guidé le CNET dans le choix d'un système de transmission de l'information. Un système européen doit être capable de transmettre des informations en quatre langues. Pour le système PAAC en territoire français, on choisirait le Français, l'Italien, l'Allemand et l'Anglais. Comme le système choisi est du type radio-électrique, cela conduit à un choix de plusieurs fréquences porteuses de l'information.

Un automobiliste se dirigeant du point A au point B n'a pas besoin de recevoir les mêmes informations que celui qui va du point B au point A, par conséquent le système doit être capable de faire lui-même la discrimination.

Le véhicule doit pouvoir recevoir au moins deux fois le message, et cela à une vitesse pouvant varier de 50 à 150 km/h. Cette considération a conduit au choix d'une longueur de zone de réception de 2 km. L'émetteur doit être capable de diffuser plusieurs messages, le PAAC est prévu pour 8 messages différents. La transmission fera appel à un système de mise en service automatique du récepteur en présence d'une émission, le conducteur sera automatiquement averti s'il passe au début de la ligne de transmission. Le système sera associé à une commande automatique de gain réduisant le niveau sonore du programme musical en cours d'écoute pour laisser passer le signal. On retrouve ici, le principe utilisé dans le système allemand d'informations routières ARI, système utilisant les émetteurs de radiodiffusion pour la transmission des informations.

En outre, un volume sonore minimal est imposé afin de permettre la compréhension des messages.




Le récepteur.

## La transmission

Le procédé de transmission choisi est un système à fil. Ce fil est enterré sur le bas côté de l'autoroute, il s'agit d'un câble à faible capacité enterré à 40 cm de profondeur pour assurer sa protection mécanique et la stabilité de ses caractéristiques en fonction des variations climatiques.

La transmission se ferait par des systèmes à ligne bifilaire ou, pour les autoroutes déjà construites par une ligne monofilaire avec retour par le sol.

Comme les lignes rayonnent à une certaine distance de la route et que le message peut éventuellement être perçu par une automobile venant sur la voie inverse, on a prévu une ligne auxiliaire de déclenchement du système de réception. Pour que la réception soit possible, il faut que le récepteur passe d'abord devant la petite ligne. Ce système permet donc une discrimination des sens de parcours. Il va de soi que lorsqu'on s'éloigne de la ligne, par exemple pour circuler sur la file de gauche, le niveau du signal reçu change. La sensibilité du récepteur sera suffisante pour un réseau de circulation à 8 voies, une baisse de niveau de réception peut

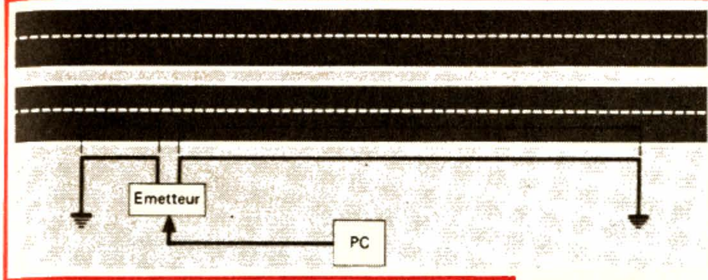



Fig. 2.



Le récepteur à bord du véhicule.

être perçue au niveau d'un obstacle comme les barrières de sécurité, cette baisse de niveau, sensible sur la voie lente, ne l'est plus à distance. Il suffira donc d'avoir un système de commande automatique de gain ou plus simplement une transmission à modulation de fréquence ou d'impulsion (modulation de largeur par exemple) pour s'affranchir d'un certain inconfort provoqué par cette baisse.

La solution idéale serait une ligne constituée, non d'une ligne filaire installée sur le bas côté mais une bifilaire dont chaque conducteur serait disposé de chaque côté de la route. La voiture circulerait en quelque sorte à l'intérieur du système rayonnant.

## Le système

Dans un système autoroutier, le réseau est divisé en sections d'une soixantaine de kilomètres gérées par un P.C. Ce P.C. s'occupe de la gestion du système de transmission téléphonique et des postes d'appel d'urgence installés tous les deux kilomètres. Le poste de commande permet de diffuser simultanément dans quatre langues l'un des 8 messages sélectionnés, il est également possible d'intervenir directement dans certains cas particuliers. Il est prévu d'installer un émetteur tous les 30 km ce qui fait, à 120 km/h une période d'émissions suffisante d'un quart d'heure. L'émetteur émet dans la bande de 50 à 100 kHz, les fréquences porteuses sont distantes de 9 kHz pour chacune des 4 langues, cet espacement est celui choisi pour les émissions radiophoniques en grandes et petites ondes. L'émetteur dispose d'une section de télécommande produisant un signal modulé à un peu moins de 3 kHz. L'alimentation se fait par batterie ou par le réseau de l'autoroute.

Pour compléter l'installation, des émetteurs mobiles, émettant dans une bande UHF, sont destinés à donner des informations ponctuelles dans une zone où l'installation d'un système fixe n'est pas justifiée. La modulation de fréquence en VHF permet de limiter la zone de réception à quelques centaines de mètres, voire 1 km. L'inconvénient de ce système est qu'il exige un récepteur coûteux. On pense donc utiliser une fréquence plus basse, située dans une bande de fréquences voisine de 100 MHz, ce qui ne serait toutefois pas une solution bon marché...

## Le système de réception

Ce système de réception se compose en fait de deux parties, l'une destinée à recevoir les informations transmises par le circuit filaire routier, l'autre pour les informations venues de l'éther. Cette conception double entraînerait des prix de revient relativement imposants, considérez ici le prix d'un récepteur autoradio de bas de gamme à modulation de fréquence (pas besoin de stéréo ici, ni d'ailleurs d'amplificateur de puissance, on peut utiliser ici celui de l'autoradio). L'antenne ferrite est surmoulée pour la rendre étanche à l'eau, elle sera disposée en un endroit où les tôles de la voiture ne formeront pas écran.

Dans le système PAAC, il est prévu également un détecteur de chocs, détecteur qui entrerait automatiquement en service et qui commanderait un récepteur placé sur une borne téléphonique, un clignotant entrerait en service sur cette borne pour signaler le danger. Cette étape de développement du système demande une implantation plus complète que celle de la seule émission d'informations, chaque borne devant être équipée d'un système de réception.

Le système PAAC peut aussi être envisagé comme système indépendant du récepteur autoradio, dans ce cas, il devra disposer de son haut-parleur et de son amplificateur de puissance.

## L'expérimentation

Une expérimentation a été réalisée par le Centre National d'Etude des Télécommunications, la Compagnie des Signaux et d'Entreprises Electriques et avec l'accord de la Société des Autoroutes Paris-Rhin-Rhône. Cette expérimentation se fait sur l'autoroute A6 à proximité de Nemours. Le dispositif d'émission est localisé sur le bas côté de la route dans le sens province-Paris, la liaison se fait sur une quarte de réseau d'appel d'urgence (on utilisa des fils existants). Le poste de gendarmerie de Nemours permet de commander cette ligne. Le magnétophone possède deux lecteurs de cartouches avec sélection du message à diffuser. En outre, le magnétophone dispose d'un micro intégré, qui permet de diffuser le signal sur deux lignes. L'émetteur, installé en bordure d'autoroute dispose d'une prise d'entrée permettant de brancher un microphone ou un magnétophone, le message peut donc être adapté à une circonstance particulière.

Deux émetteurs 440/470 MHz permettent de faire des essais en mobile, à partir d'une moto ou d'un hélicoptère.

Il ne nous reste plus qu'à attendre les développements éventuels d'un tel système, le coût de l'installation la plus simple pour tout le réseau autoroutier n'est que l'équivalent de celui de 9 km d'autoroute. Quant à l'équipement de bord, fabriqué en grande série, son prix serait de l'ordre de 400 F.

**E.L.**

Documents et photos : CNET




# PIONEER : halte à la copie

LE marché de l'auto-radio, en dépit de la conjoncture actuelle, se caractérise par une demande d'appareils de plus en plus sophistiqués avec lecteur de cassette stéréophonique, Dolby, puissance accrue (booster), modulation de fréquence multiplex stéréo et des transducteurs multiples. En particulier, et s'agissant de ces derniers, la qualité demandée par un public de plus en plus large entraîne des prix de revient – et donc de vente – qui n'ont rien à voir avec celui des petites « gamelles » qui étaient proposées il y a de cela une dizaine d'années.

Dans ces conditions, il était tentant de proposer à meilleur marché des copies – en apparence, mais non dans les performances – des réalisations affirmées et jouissant de ce fait d'une bonne notoriété sur le marché du haut-parleur pour auto-radio.

Ce pas existant entre le modèle original et la contrefaçon, d'aucuns n'ont pas hésité à le franchir, mettant ainsi à la disposition des amateurs des répliques qui, visuellement, s'avèrent être de bonnes imitations de ce qui existait sur le marché. Principale victime de ces pratiques : Pioneer qui, à l'initiative de notre confrère bruxellois « Audio-Revue », magazine belge spécialisé en Hi-Fi, a soumis à la mesure et au verdict d'un grand laboratoire indépendant (« Euro-Labo ») cinq modèles de ses fabrications et dix contrefaçons.

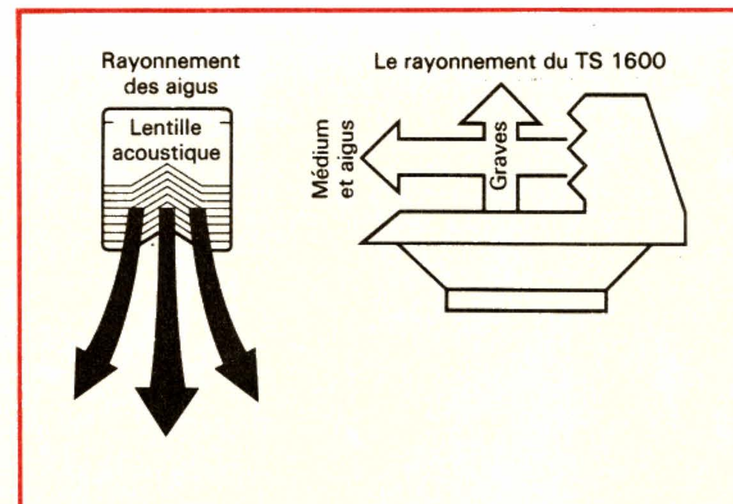
Avant d'aborder les conclusions du rapport fourni par « Euro-Labo », rappelons qu'un haut-parleur (ou un ensemble de haut-parleurs dans le cas de voies multiples) est soumis, de par son lieu d'utilisation, à des conditions de fonctionnement beaucoup plus sévères qu'en appartement lors d'une écoute domestique. En effet, le transducteur pour voiture se doit de résister à des conditions climatiques très dures :

● La température, dans une voiture exposée au soleil pendant un certain temps, surtout en été, dans les régions méridionales, peut atteindre 90 °C. Et si les haut-parleurs qui équipent cette voiture sont montés dans la lunette arrière ou encastrés dans les portières, le régime auquel ils doivent se plier s'avère particulièrement sévère. Inversement, dans les pays nordiques, il n'est pas rare de voir la température descendre à – 30 °C !...

● L'humidité sévit également, surtout pour les transducteurs insérés dans les portières.

Par ailleurs, on retiendra comme évident que les équipements automobiles subissent un régime vibratoire soutenu lors du roulement du véhicule ; cet état de choses s'accompagne, lors de l'augmentation de la vitesse, par exemple, d'une progression du niveau de bruit ambiant qui nécessite corrélativement une augmentation de la puissance sonore émise ; les haut-parleurs de voiture doivent donc, de ce fait, se caractériser par une bonne sensibilité, même avec une charge acoustique de faible volume – comme c'est le cas dans un véhicule – et également par une faible distorsion aux forts niveaux.

Ajoutons que, dans le cas d'installations stéréophoniques, l'emplacement le plus judicieux des haut-parleurs n'est pas toujours à l'avant où la place manque généralement – position à laquelle les gens sont toutefois habitués, par les écoutes domestiques, les sons leur parvenant alors de l'avant – mais le montage combiné, avec deux haut-parleurs à l'avant et deux à l'ar-



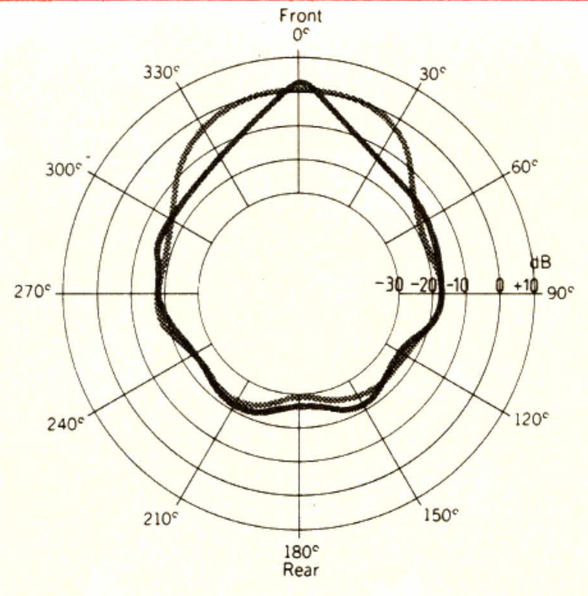




**Fig. 1 (Ci-dessus). – Configuration du TS 1600 Pioneer. (Ci-contre). – Digramme polaire de rayonnement du TS 1600 (à 15 kHz) comparé à celui d'un haut-parleur conventionnel.**

rière. Nous verrons plus loin la solution préconisée par Pioneer, solution qui nécessite la mise en œuvre d'un nouveau type de diffuseur.

Les résultats obtenus par « Euro-Labo » (remarquablement équipé et qui, pour certaines mesures, avait installé un habitacle de véhicule, stylisé et en contre-plaqué, à l'intérieur de la chambre sourde dont est doté le laboratoire) ont fait apparaître que les imitations – et cela, l'acheteur l'ignore le plus souvent – sont en général de piètre qualité technique. Il est significatif que, d'entrée, deux paires de celles-ci ne purent être soumises à la mesure par suite de défauts de bobine mobile et qu'un troisième, incapable de délivrer un niveau de 90 dBA, fut éliminé dès le premier essai. Trois autres paires d'« ersatz » ne purent aller jusqu'au bout du parcours prévu qui comprenait :

- la tenue en puissance (norme DIN 45 500/7),
- mesure de la réponse en chambre sourde (à partir du dispositif évoqué ci-dessus),
- mesure de la distorsion harmonique à 5 fréquences (125, 250, 500, 1 000 et 2 000 Hz),
- essais en température (2 heures en étuve à 90 °C et 18 heures en chambre froide à – 30 °C),
- essais aux vibrations et à la mise sous tension.

Par ailleurs, des écoutes faites par un jury de onze membres ont complété les mesures énumérées ci-dessus. Ces écoutes ont été faites à l'intérieur du véhicule stylisé installé à l'intérieur de la chambre sourde, deux paires de haut-parleurs différents, montés horizontalement sur la lunette arrière, étant écoutés alternativement par quatre membres du jury, une planche inclinée à 45° renvoyant les sons vers l'avant. Les quatre membres du jury prenaient place sur deux rangs, comme dans une automobile. Pour reproduire des conditions proches de celles rencontrées dans la vie de tous les jours, le temps de réverbération avait été adapté et la bande sonore reproduite, accompagnée d'un bruit de fond de 70 dBA, bruit de fond moyen rencontré en voiture. Cinq sortes de sources ont été utilisées pour ces écoutes :

- Bruit rose
- Musique pop
- Musique classique
- Voix humaine
- Sons en général.

Non seulement les résultats obtenus se révèlent globalement à l'avantage de Pioneer, et ce même si « matériel d'emballage, design, couleurs et même logo de la firme sont presque parfaitement imités », comme le dit le rapport d'« Euro-Labo », mais ces contrefaçons n'ont bien souvent aucun service après vente et les pièces détachées pour ces imitations ne sont pas disponibles.

Ce déplacement en Belgique nous a permis également de découvrir, à l'occasion de la visite de l'usine Pioneer de Luithagen-Haven, un nouveau type de haut-parleur à axes croisés qui présente l'intérêt de combiner les avantages des modèles montés dans les portières ou disposés sur la

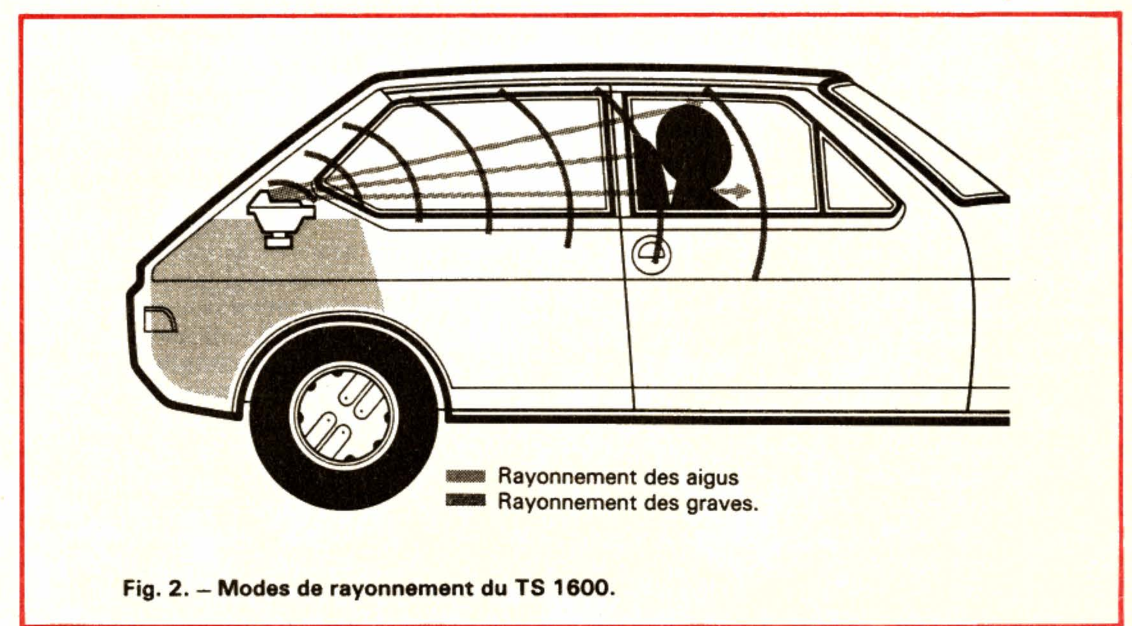



**Fig. 2. – Modes de rayonnement du TS 1600.**

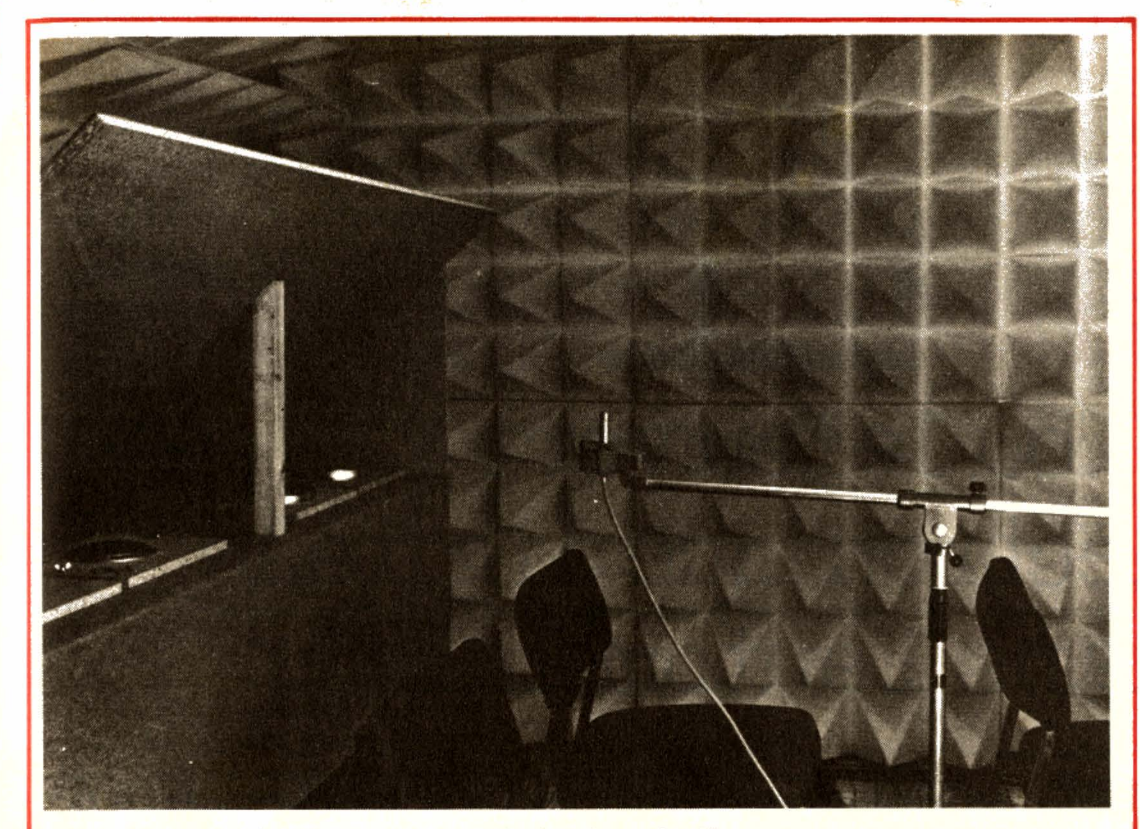


**Photo 1. – Tests d'écoute dans un habitacle de voiture simulé.**

plage arrière des véhicules, et cela sans présenter les inconvénients inhérents à ces deux types de montage.

Ce nouveau haut-parleur (TS 1600) comporte un tweeter disposé verticalement, associé à une lentille acoustique, alors que le woofer se positionne horizontalement, leurs axes se coupant à 90° (fig. 1).

Cette nouvelle configuration à axes croisés, selon Pioneer, tire profit des caractéristiques acoustiques des voitures, étant donné qu'un haut-parleur de ce type rayonne les sons aigus et graves dans deux plans différents. Par comparaison, en effet, les haut-parleurs de conception conventionnelle encastrés dans les portières ou disposés sur la plage arrière des véhicules rayonnent les sons uniquement dans un seul plan.

Cela tient en partie au fait que plus la fréquence augmente et plus le spectre sonore émis l'est de façon directive, alors que les fréquences les plus basses sont dispersées de façon quasi omnidirectionnelle. Qui plus est, il se révèle difficile de compter sur des réflexions sur les parois intérieures du véhicule puisque, de par la nature des revêtements, une fraction importante de l'énergie incidente, aux hautes fréquences, s'avère absorbée. En conséquence de quoi, on ne peut que constater une dégradation de l'effet stéréophonique. Par contre, les haut-parleurs installés sur la plage arrière tirent souvent profit de la cavité que constitue le coffre arrière pour restituer des graves de bonne amplitude.

De leur côté, les haut-parleurs installés dans les portières ne peuvent bénéficier d'un volume important pour les charger sur leur face arrière et sont donc montés en volume clos de faible volume. Par ailleurs, s'ils bénéficient d'un positionnement meilleur que ceux montés sur la plage arrière en ce qui concerne le haut du spectre, leur axe et voisinage immédiat dans cette direction n'englobent pas le plus souvent les oreilles des passagers.

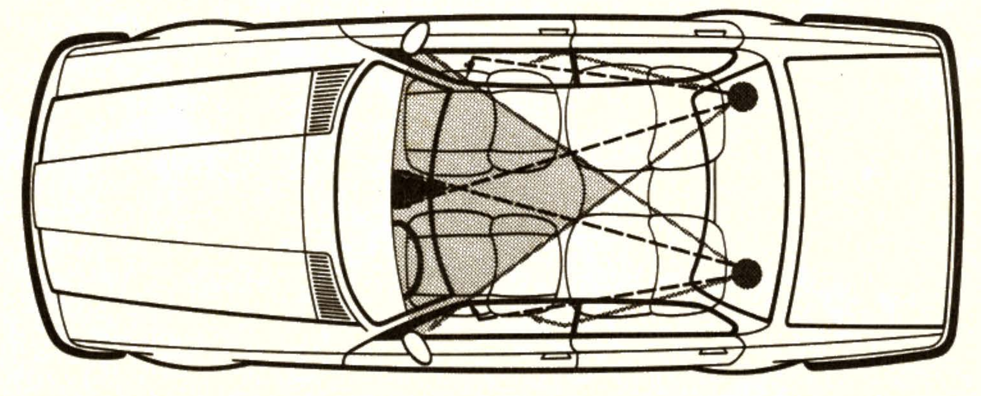
La solution retenue par Pioneer se révèle donc très astucieuse à l'usage. Les aigus sont rayonnés, grâce à la lentille acoustique, dans un large secteur horizontal, alors que le « woofer » fonctionne de la même manière que les haut-parleurs montés plage arrière, en bénéficiant du volume arrière du coffre (fig. 2).

La reproduction sonore ne s'en trouve que mieux, avec une réalité stéréophonique élargie (fig. 3).

Le TS 1600 est un deux voies (woofer de 16 cm, tweeter de 56 mm) caractérisé par un bon rendement (89 dB/ 1 W/ 1 m) et une puissance admissible élevée (60 W max.) grâce à l'utilisation d'une bobine de grande section (30 mm de diamètre) et d'un aimant ferrite de 284 grammes. L'innovation qu'il représente démontre que le recours à de nouvelles techniques peut parfaitement surmonter certaines barrières rencontrées en matière d'installation stéréo en voiture. Et pour l'instant, le TS 1600 est trop récent pour avoir donné naissance à de mauvaises copies.

En conclusion, rappelons que même pour des TS 1600, il est nécessaire d'associer aux reproducteurs sonores de qualité une électronique atteignant un niveau équivalent sous peine de ne pouvoir obtenir les performances attendues.

**Ch. PANNEL**



Zone d'écoute stéréo optimale avec le TS 1600.

Zone d'écoute stéréo optimale avec des haut-parleurs conventionnels montés à l'arrière.

**Fig. 3**




# l'ordinateur de bord

## ou le feu vert à l'électronique digitale dans l'automobile

DANS les dix dernières années, on prédisait des taux de croissance énormes dans l'électronique automobile. Mais la réalité dément les pronostics : les « vis platinées » et l'arbre de transmission du tachymètre sont toujours choses courantes.

Les raisons sont multiples. Il existe toujours une barrière subjective qui empêche les concepteurs de confier des tâches vitales dans l'automobile à des technologies récentes. D'un autre côté, l'électronique est encore coûteuse, si l'on exige une haute fiabilité, surtout dans les conditions extrêmes de température, d'humidité et de souillure.

Mais une chose est certaine : on n'arrêtera pas l'avance de l'électronique. Certains appareils mécaniques ont déjà vécu, par exemple la pendulette et le compte-tours sont remplacés par des équivalents électroniques.

Le mot-clé de l'électronique moderne : le microprocesseur, et sa variante avec périphérie complète, le micro-ordinateur. Là aussi, il coulera encore beaucoup d'eau sous les ponts avant que tous les véhicules en soient équipés et que disparaisse le commodo. Mais les chances sont réelles, et pour prouver sa fiabilité, les fabricants l'utilisent à des fins qui n'influencent pas la sécurité en cas de panne. La dénomination de cette épreuve de qualification : l'ordinateur de bord.

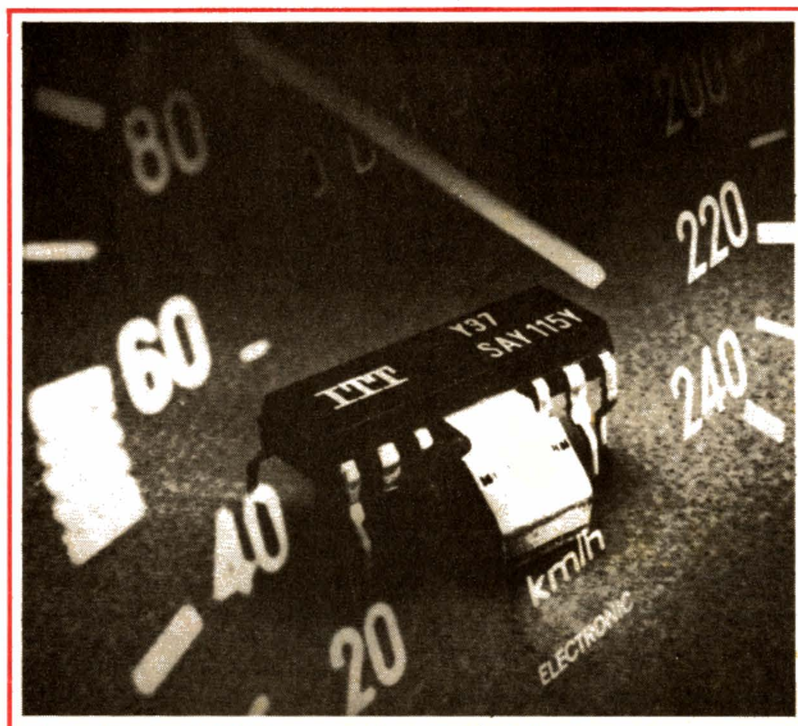


Photo A. – Le SAY115, pour tachymètre/totalisateur.



Photo B. – Le SAK215, pour compte-tours électronique.

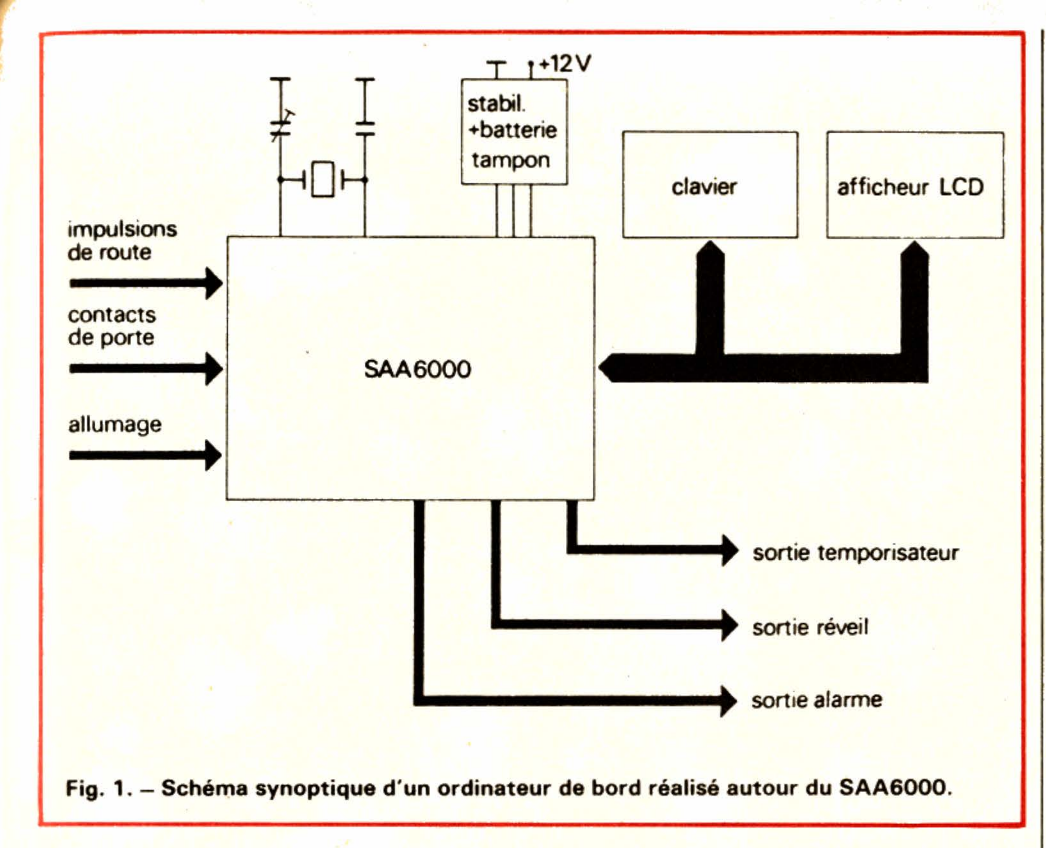



**Fig. 1. – Schéma synoptique d'un ordinateur de bord réalisé autour du SAA6000.**

## Qu'est-ce qu'un ordinateur de bord ?

Ce terme désigne habituellement une unité électronique collectant en permanence certaines données de route et de fonctionnement du véhicule. Au moyen d'un clavier, l'automobiliste programme ou interroge le calculateur. Ces informations sont affichées au moyen d'un afficheur digital. Le calculateur peut également produire des avertisseurs sonores ou optiques. Il est destiné à fournir au conducteur un certain nombre d'informations pendant un trajet donné, en plus des informations habituellement délivrées par les instruments.

Au cœur de cette unité, un micro-ordinateur monochip, c'est-à-dire un calculateur complet avec son unité centrale (CPU), sa mémoire de programme (ROM), une mémoire de données (RAM) et les portes entrées-sorties (I/O ports), tout cela intégré sur un seul cristal de Silicium d'environ 5 × 6 mm². Si l'on désire une plus grande capacité de traitement, on adjoindra une mémoire RAM supplémentaire ainsi que les capteurs adéquats.

Comme l'ordinateur de bord comporte une fonction horloge nécessaire à son fonctionnement, il devra opérer en permanence, c'est-à-dire également le temps où le contact est coupé. On conçoit que sa consommation ne devra pas dépasser un certain seuil critique.

Un micro-ordinateur idéal est de ce fait le SAA6000 d'ITT Semi-conducteurs : sa consommation ne dépasse pas 20 μA (oui, 20 micro-ampères) au repos, et elle est de l'ordre de 50 μA en pleine opération. La batterie du véhicule n'est donc pas mise en danger. On peut prévoir une pile tampon, pour ne pas perdre les informations stockées lors d'une démonte de la batterie.

Autre avantage du SAA6000 : aucune interface n'est nécessaire pour décoder les informations afin de les afficher. Les afficheurs digitaux, au maximum 6 chiffres à 7 segments, et le calculateur seront en principe montés à l'emplacement de la pendulette. Il est par conséquent possible d'introduire cette unité dans une série courante sans grande modification. Il suffira de trouver un emplacement judicieux pour le clavier.

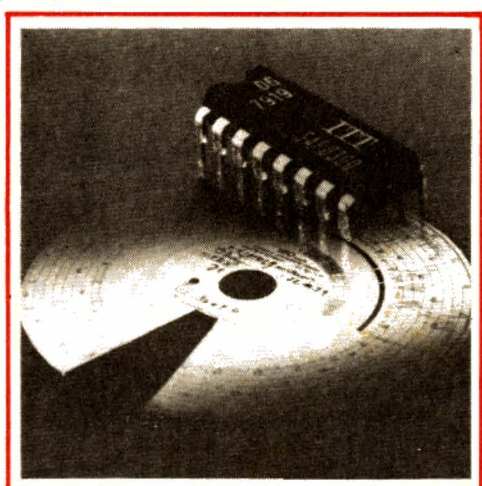



**Photo C. – Le SAF0300, pour chronotachygraphe.**

## Que peut-il ?

Il est laissé un large champ à l'imagination, pour trouver des fonctions assignées à l'ordinateur de bord. Les contraintes sont en fait données par le coût, proportionnel au nombre de composants utilisés (capteurs, interfaces, touches, afficheurs, etc.). Il faut donc trouver un compromis entre l'utilité et le coût.

La fonction maîtresse, qui sera présente à tous les coups, est celle de l'horloge, ce qui suppose l'utilisation d'un quartz comme base de temps. Le quartz associé à un micro-calculateur suffit déjà pour effectuer les fonctions suivantes :
- horloge,
- date (jour, mois),
- chronomètre,
- laps de temps depuis le départ,
- temporisateur/programmateur (par exemple pour le chauffage d'arrêt).

Pour faire de l'ordinateur de bord autre chose qu'un réveil sophistiqué, on lui fournira une information sur le trajet parcouru, sous forme d'impulsions dont le nombre est proportionnel au nombre de tours de roue. Ce type d'information est déjà utilisé dans les tachymètres électroniques. En traitant cette information, l'ordinateur indiquera :
- le trajet journalier,
- le trajet parcouru depuis le départ,
- la distance restant à parcourir pour une destination donnée,
- l'écoulement d'un temps de conduite donné.

En effectuant un traitement simultané des informations de temps et de trajet, il pourra indiquer :
- la vitesse momentanée,
- le dépassement d'une vitesse maximale,
- la vitesse moyenne depuis le départ,
- l'heure d'arrivée en fonction de la vitesse moyenne,
- l'heure d'arrivée en fonction de la vitesse momentanée,
- accélération jusqu'à une vitesse programmée.

Voilà déjà une quinzaine d'informations obtenues par traitement de signaux disponibles de **toute façon** dans les tableaux de bord conventionnels. Seuls composants requis : les touches. En attribuant deux fonctions à chaque touche (une fonction programmation et une fonction interrogation, par exemple), on établira un compromis entre le coût et la simplicité d'utilisation.

Un autre groupe d'informations peut être traité à partir de la donnée fournie par le flotteur à potentiomètre du réservoir d'essence, après numérisation et linéarisation. La linéarisation peut être ef-

fectuée par le micro-ordinateur dans lequel seront mémorisés les caractéristiques du potentiomètre sous forme de tableau. Voici dès lors les informations disponibles :
– contenu du réservoir en litres,
– consommation depuis le départ,
– consommation prévue jusqu'à destination,
– autonomie restante,
– trajet depuis le dernier « plein ».
– trajet depuis le dernier « plein ».

Une information particulièrement intéressante et à l'ordre du jour en ces périodes d'économies d'énergie est la consommation momentanée. Elle ne peut malheureusement pas être fournie à partir des trois données considérées. Il faut en effet un débitmètre supplémentaire, installé dans l'alimentation, et il ne faut pas qu'une deuxième conduite soit prévue pour renvoyer le trop-plein de fuel dans le réservoir.

Une solution simple consiste à installer une roue à aubes dans l'amenée d'essence, délivrant des impulsions électriques (un capteur analogique obligerait à prévoir une conversion A/D dans le micro-chip). A partir de cette donnée, trois informations sont alors disponibles :
– la consommation momentanée,
– la consommation moyenne,
– la consommation depuis le départ,

les deux dernières n'étant pas nouvelles, puisqu'elles peuvent également être fournies par le capteur du réservoir, comme on l'a vu plus haut.

Une autre domaine est le traitement des informations de température, à condition de disposer de capteurs et de convertisseurs A/D adéquats. Une grandeur intéressante à connaître est la température extérieure, et plus précisément celle à ras de sol. On peut charger le micro-calculateur de délivrer un signal d'avertissement de verglas en cas de dépassement d'une limite, par exemple + 2 °C. De la même manière il peut surveiller la température de l'huile et de l'eau.

La liste ne s'arrête pas là. La protection contre l'effraction est également possible, par exemple en introduisant un numéro de code. En reprenant place, l'automobiliste réintroduira dans un délai donné ce même numéro, sinon l'alarme sera déclenchée et des fonctions vitales, comme l'arrivée d'essence ou l'allumage, coupées. Un avantage certain de ce système est que le code est entièrement laissé au choix de l'automobiliste, et qu'il peut le changer à volonté à chaque utilisation.

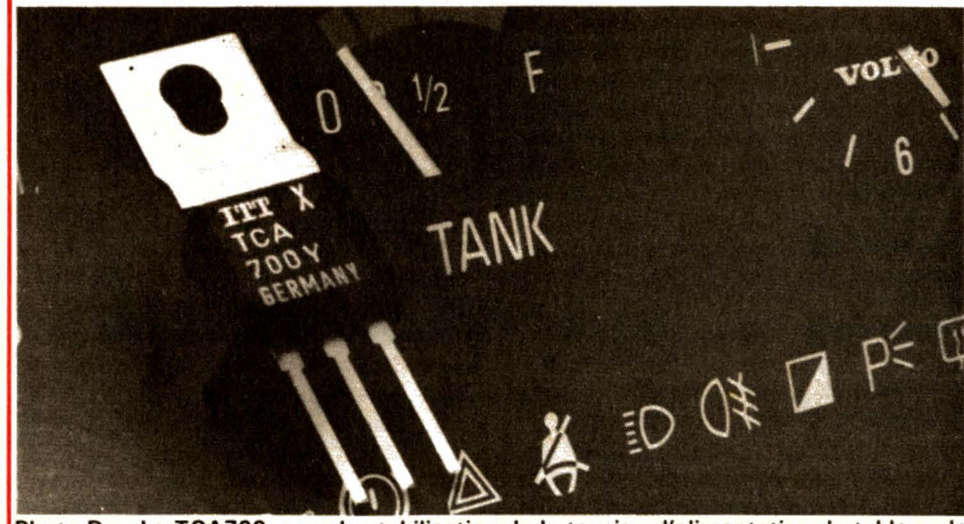
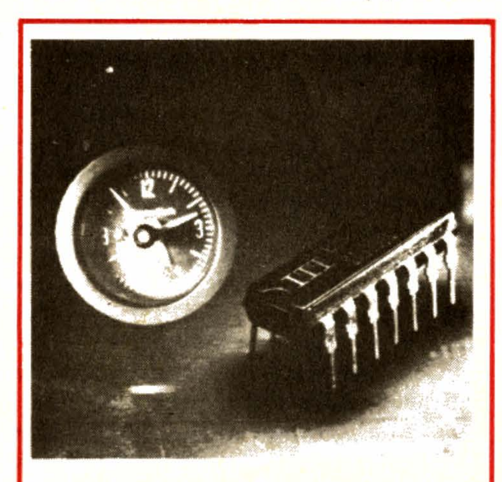


**Photo D. – Le TCA700, pour la stabilisation de la tension d'alimentation du tableau de bord.**


**Photo E. – Le SAJ300N, pour pendulette à quartz.**

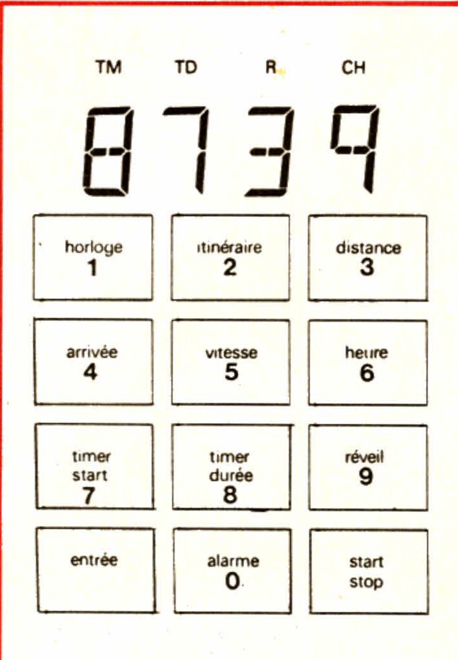


**Fig. 2. – Exemple de clavier et d'afficheur combiné**
**TM = Marche temporisateur**
**TD = Durée**
**R = Réveil**
**CH = chronomètre**
**= programmateur**

## Le micro-ordinateur SAA6000 d'ITT Semi-conducteurs

On a dit, au début, de cet article, qu'il n'est pas très judicieux de vouloir prévoir un grand nombre de fonctions sans tenir compte des réalités. L'exemple illustré ci-dessous est conçu autour du micro-ordinateur 4 bits SAA6000 fabriqué par ITT Semi-conducteurs. A partir d'un minimum de composants, il fournira les informations ou fonctions suivantes :
– heure,
– sonnerie/réveil,
– chronomètre,
– temporisateur (programmateur marche-arrêt),
– distance parcourue depuis le départ,
– distance à parcourir jusqu'à destination,
– heure d'arrivée,
– vitesse moyenne,
– antivol.

Dans le schéma synoptique, on voit que le processeur est alimenté par la batterie, à travers un stabilisateur et une batterie tampon. La base de temps, en même temps la fréquence d'opération du processeur, est fournie par un quartz.

Le chip est commandé par le clavier et par trois entrées : l'entrée des impulsions de trajet, l'entrée de déclenchement de l'antivol (contacts de portières) et un entrée indiquant que le véhicule est arrêté, branchée par exemple sur l'allumage, afin d'éliminer le facteur temps lors des arrêts, pour les informations chronomètre et vitesse moyenne. Aux sorties temporisateur, réveil et alarme, seront branchés les transducteurs adéquats.

G. WOLFF




# Le phénomène de cliquetis :

# allumage électronique asservi au cliquetis

COMPTE-TENU de l'augmentation incessante du prix du brut, l'objectif le plus important d'ici 1985 pour les constructeurs automobiles est de diminuer de façon significative la consommation des véhicules sans pour autant augmenter le niveau de pollution.

Un certain nombre d'études sont actuellement en cours tant en Europe qu'aux Etats-Unis pour tenter, soit de trouver des solutions nouvelles, soit pour améliorer le fonctionnement des moteurs thermiques actuels.

En fait, il ne semble pas qu'au cours de la prochaine décennie nous soyons en mesure de remettre en cause le moteur à essence tel que nous le connaissons. Tout au plus pouvons-nous envisager d'améliorer l'aérodynamisme des véhicules, de diminuer leur poids et surtout d'optimiser au maximum le fonctionnement du moteur, grâce à une meilleure connaissance des phénomènes mis en jeu et grâce au contrôle électronique de la carburation et de l'allumage. En effet, les performances et le rendement d'un moteur thermique à essence dépendent très largement des courbes d'avances à l'allumage en fonction du régime de rotation, du remplissage des cylindres, de la température et de la pression du mélange.

L'utilisation d'un calculateur électronique d'avance à l'allumage, permet d'approcher de très près les réglages optimaux, cependant, dans certaines configurations et pour certains moteurs, il apparait un phénomène de vibrations qui peut rapidement amener la destruction du moteur, c'est le phénomène de cliquetis.

Jusqu'à ce jour, les constructeurs automobiles calculaient la courbe d'avance des moteurs, de telle façon qu'à aucun moment le moteur puisse se trouver dans la zone de cliquetis. Un tel réglage ne permet pas d'atteindre la pleine puissance, mais ce que le moteur a perdu en puissance, il le gagne largement en sécurité de fonctionnement. L'apparition de l'électronique dans l'allumage et surtout dans le calcul de l'angle d'avance a considérablement modifié les données du problème. Grâce à l'augmentation de la précision et de la stabilité, il est alors possible de s'approcher très près du fonctionnement idéal. Cependant pour les moteurs à très fort taux de compression et surtout pour les moteurs à remplissage élevé comme le moteur turbocompressé, il n'est pas possible d'optimiser le fonctionnement en supprimant les risques de cliquetis.

## – I –

## Rappel sur le fonctionnement du moteur à quatre temps (fig. 1)

Pour la simplicité de l'exposé, nous supposerons le moteur réduit à sa plus simple expression, c'est-à-dire un cylindre obturé à une extrémité par la culasse. Dans ce cylindre peut se mouvoir un piston relié à l'arbre moteur par un système de bielle et de manivelle. Le cylindre est muni de deux orifices dont la fermeture et l'ouverture sont contrôlées par des soupapes, l'une servant à l'admission du mélange, l'autre à l'échappement des gaz brûlés. La figure 1 représente les quatre phases d'un moteur thermique à essence (admission, compression, détente et échappement).

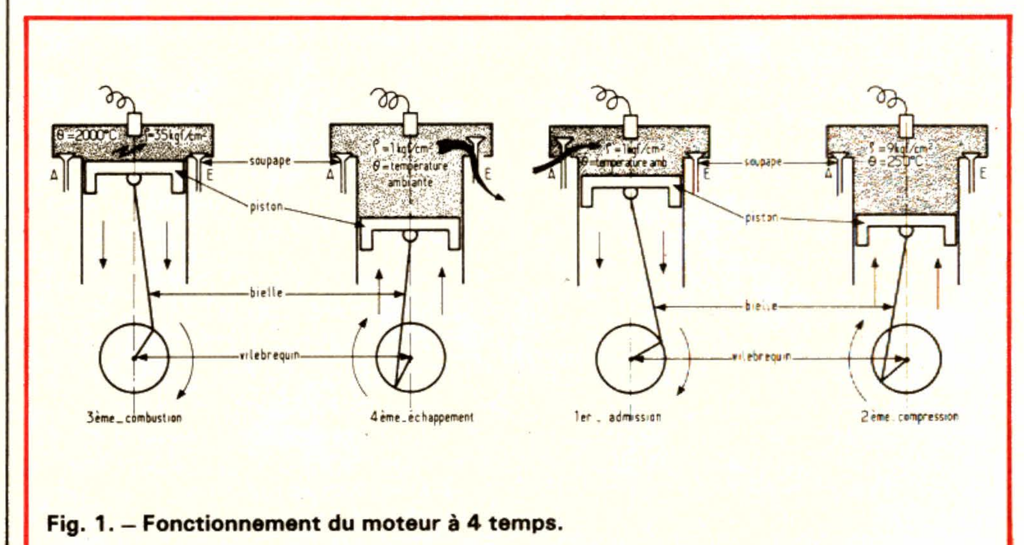
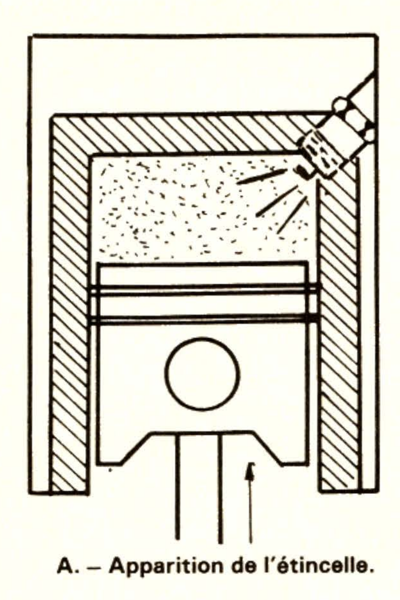
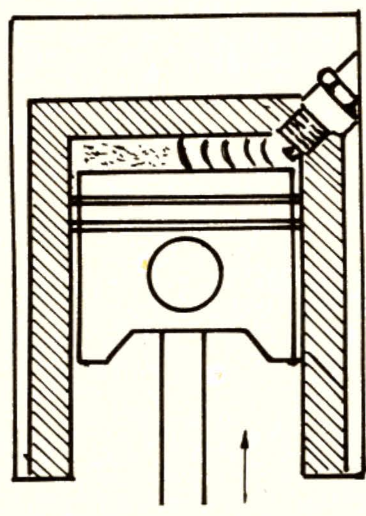



Fig. 1. – Fonctionnement du moteur à 4 temps.

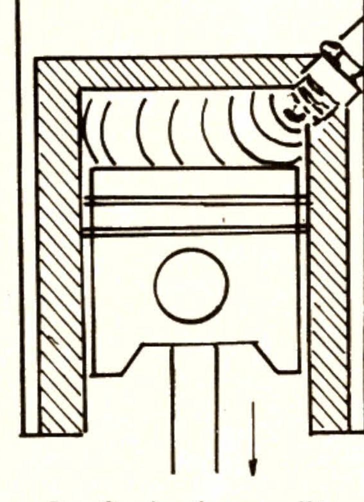


A. – Apparition de l'étincelle.

B. – Début de la combustion.



C. – Propagation du front de flamme.



D. – Combustion complète.

Fig. 2. – Combustion normale.

**a) admission :** Le piston qui se trouve à son point mort haut (PMH) est entraîné vers le bas, par l'énergie acquise durant le cycle précédent. La soupape d'admission A est ouverte tandis que la soupape d'échappement E est fermée. En descendant, le piston produit une dépression dans le cylindre qui provoque l'aspiration du mélange d'air et de vapeur d'essence.

**b) compression :** Les soupapes d'admission et d'échappement sont fermées. Toujours sur la vitesse acquise, le piston remonte dans le cylindre et le volume précédemment aspiré est comprimé.

**c) Combustion et détente :** Les soupapes d'admission et d'échappement restent fermées. Lorsque le piston arrive à son point mort haut (PMH) une étincelle jaillit entre les électrodes de la bougie. Le mélange gazeux comprimé est enflammé. La pression s'élève rapidement repoussant le piston vers le bas.

**d) échappement :** Sous l'effet de la vitesse acquise, le piston remonte dans le cylindre, en même temps que la soupape d'échappement s'ouvre. Les gaz brûlés sont chassés à l'extérieur.

– II –

## Combustion et angle d'avance à l'allumage (fig. 2)

L'explication précédente est celle que l'on peut trouver dans n'importe quel livre de vulgarisation ou encyclopédique. Si elle permet de bien comprendre le fonctionnement d'un moteur à quatre temps, elle demeure cependant inexacte. En fait la combustion du mélange n'est pas instantanée, autrement dit, il n'y a pas d'explosion à l'intérieur du cylindre. L'étincelle qui apparait aux bornes des électrodes de la bougie provoque un point de combustion à l'intérieur du mélange.

La combustion se propage alors rapidement à tout l'ensemble du cylindre. Le temps nécessaire à la combustion complète du mélange dépend beaucoup des caractéristiques de ce mélange et de la pression qui règne à l'intérieur du cylindre.

La surpression augmente rapidement avec la propagation de la combustion et pourqu'elle soit maximale lorsque le piston dépasse son point mort haut, l'étincelle aux bornes des électrodes de la bougie doit jaillir avec une avance correspondant au temps de combustion du mélange.

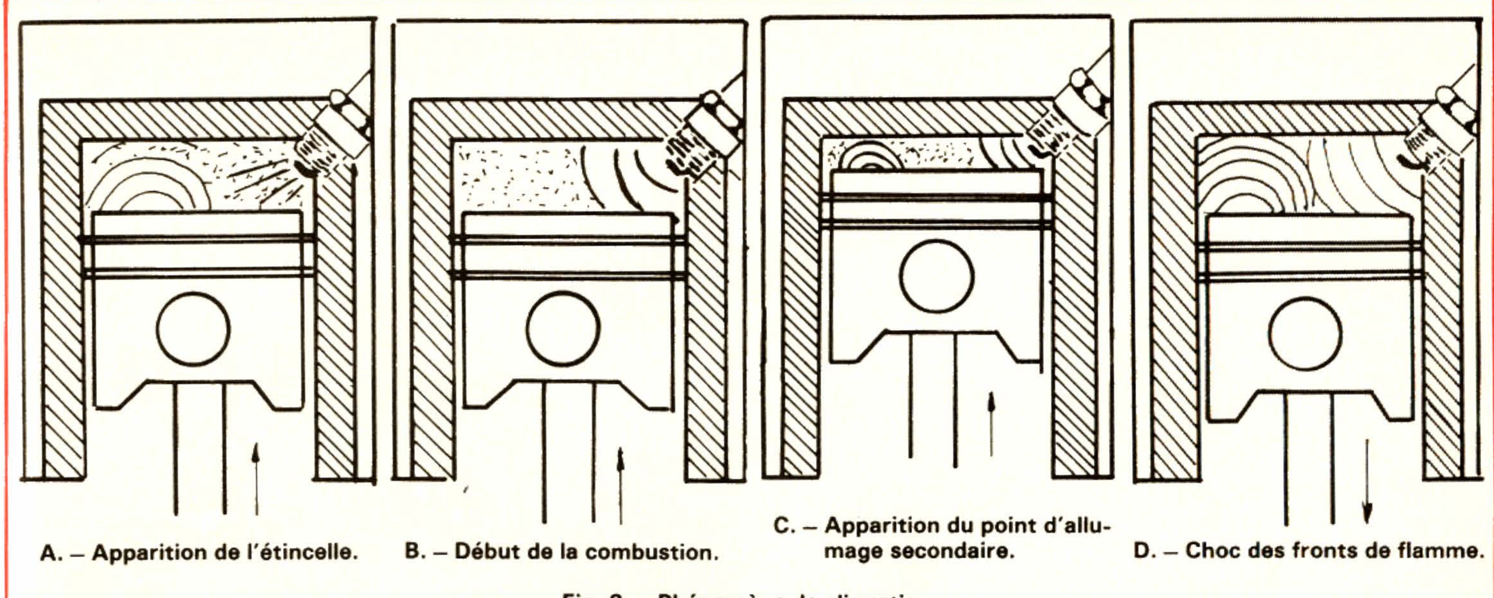
Cette avance n'est généralement pas mesurée par un temps mais en degrés de rotation du moteur, beaucoup plus facile à obtenir, par exemple en plaçant un capteur directement sur l'axe du moteur.

– III –

## Phénomène de cliquetis

Le phénomène de cliquetis est lié directement aux phénomènes de combustion. En particulier, il apparait lorsque le mélange carburé est important, en créant des points d'allumage erratiques dans la chambre de combustion, indépendemment de l'allumage déclenché par la bougie. L'apparition de ces poin's d'allumage se traduit au niveau du moteur par de fortes vibrations, ainsi que par un bruit très caractéristique du phénomène de cliquetis. La sollicitation mécanique est alors importante et le moteur risque d'être détruit s'il n'est pas ramené rapidement dans des zones de fonctionnement plus normales. La figure 3 représente la phase de combustion avec apparition du phénomène de cliquetis.

Pour une certaine valeur d'angle d'avance prédéterminée par l'allumage mécanique ou le calculateur électronique, l'étincelle se produit entre les électrodes de la bougie. Un point de combustion apparait au niveau des électrodes et s'étend rapidement à tout le cylindre. Compte tenu des conditions de pression et de température ainsi que des caractéristiques du mélange, il apparait simultanément un ou plusieurs points d'allumage spontanés à l'intérieur du cylindre. Comme pour le foyer généré par l'étincelle de la bougie le front de flamme de ce deuxième foyer se déplace rapidement



A. – Apparition de l'étincelle. B. – Début de la combustion. C. – Apparition du point d'allumage secondaire. D. – Choc des fronts de flamme.

Fig. 3. – Phénomène de cliquetis.

dans le volume du cylindre et lorsque les deux fronts de flammes se rencontrent il se produit un choc de pression extrêmement violent se traduisant par de fortes vibrations.

Le phénomène peut prendre plus d'ampleur, par exemple dans le cas d'une température de fonctionnement trop élevée dans le cas d'utilisation d'essence à trop faible degré d'octane (essence ordinaire à la place de super). Le mélange peut s'enflammer spontanément avant même que l'étincelle éclate entre les électrodes de la bougie (fig. 4). Il s'agit là d'auto-allumage qui se distingue du cliquetis par le fait qu'il n'est pas nécessaire de produire une étincelle à la bougie pour voire apparaître le phénomène. Dans ce cas le moteur peut même tourner quelques instants encore lorsqu'on coupe le contact général.

## – IV –

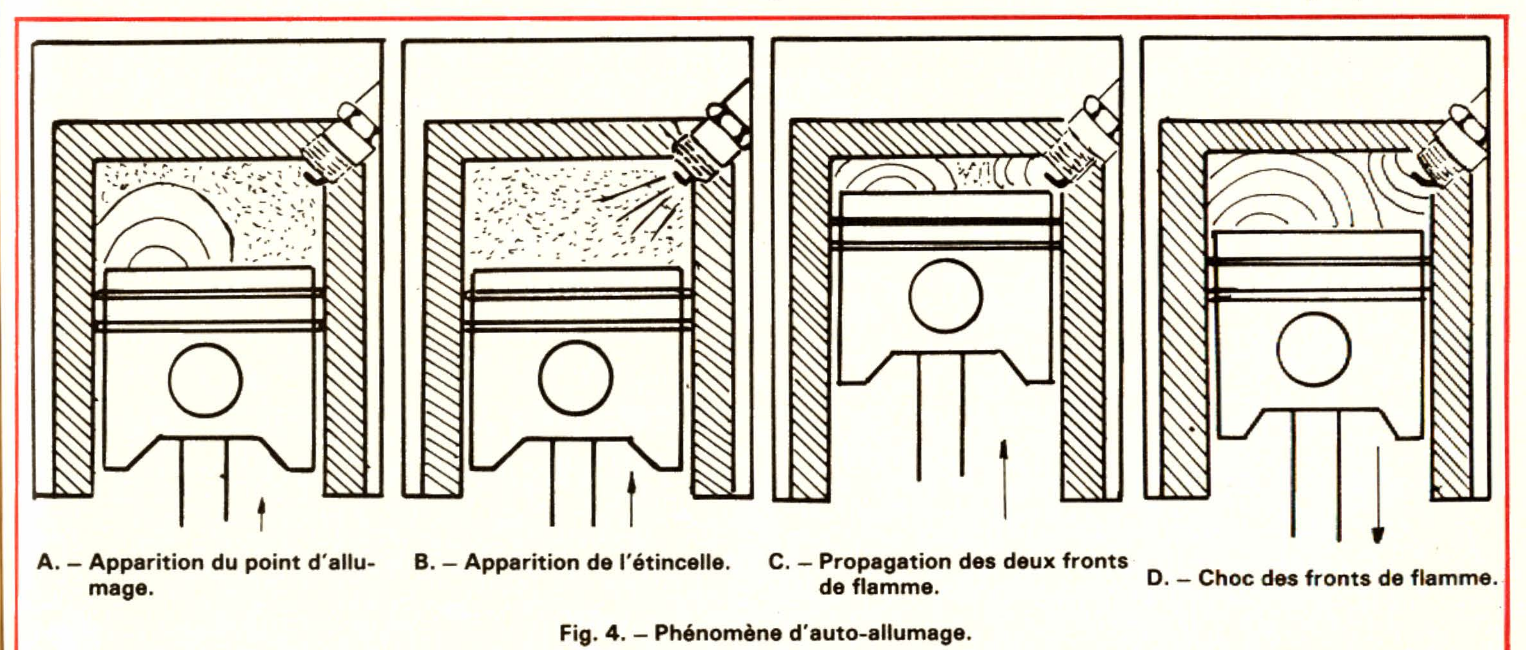
## Le contrôle électronique du cliquetis

Le risque de cliquetis dépend beaucoup de la façon dont on exploite le véhicule et évolue dans le temps avec l'usure mécanique. Il est donc très difficile de se préserver complètement de ce phénomène, à la construction du moteur, excepté en maintenant un fonctionnement avec une garde importante au cliquetis ce qui ne permet pas de bénéficier de la pleine puissance du moteur. Il est possible de retarder au maximum l'apparition du phénomène de cliquetis en utilisant des carburants à degré d'octane élevé, sans toutefois s'affranchir du risque. Le problème s'il n'est pas dramatique au niveau des moteurs conventionnels devient très important pour les moteurs à très fort taux de compression dont le rendement est supérieur ou pour les moteurs à remplissage élevé qui fournissent un rapport puissance-poids plus favorable.

Le risque de cliquetis étant beaucoup plus élevé sur ce type de moteur on voit donc l'intérêt qu'il peut y avoir, d'abord à détecter le phénomène ensuite à le faire disparaître en changeant le point de fonctionnement du moteur.

Si l'on considère les carburants utilisés, ils sont définis par leur degré d'octane mais aussi par leur résistance à l'auto-inflammation ou délai d'auto-inflammation, mesuré pour une température et une pression données.

$$\theta = AP^{-n} \exp. B/T$$



A. – Apparition du point d'allumage. B. – Apparition de l'étincelle. C. – Propagation des deux fronts de flamme. D. – Choc des fronts de flamme.

Fig. 4. – Phénomène d'auto-allumage.

ou P et T désignent respectivement la pression et la température, A, n et B des constantes. $\theta$ est le délai d'auto-inflammation exprimé en seconde.

Pour un type de carburant, si l'on suppose que la pression s'établit instantanément et correspond à une valeur favorable au phénomène d'auto-allumage, l'inflammation spontanée du mélange ne va se produire que $\theta$ seconde après l'établissement de la pression. Il est bien évident que si l'angle d'avance à l'allumage correspond à une durée supérieure au délai d'inflammation et si les conditions de température et de pression sont suffisantes, le phénomène de cliquetis apparait. Il se produit quelque part dans le mélange, généralement au niveau de la surface du piston, un allumage parasite avant l'apparition de l'étincelle entre les électrodes de la bougie. Pour faire cesser le phénomène, il suffit de réduire l'angle d'avance, en ramenant sa durée correspondante à une valeur inférieure au délai d'inflammation. La combustion du mélange est complète avant que l'auto-allumage n'ait eu le temps de se produire. Lorsqu'il apparaît un « coup de cliquetis » il suffit donc de réduire l'angle d'avance pendant un certain temps pour faire disparaître le phénomène. Il est possible aussi, d'envisager un système qui ajuste l'angle d'avance de façon à maintenir le

Filtre → Detecteur → Calculateur Electronique → Allumage; Capteur; MOTEUR; t; Cliquetis

**Fig. 5. – Contrôle du cliquetis.**

fonctionnement à un niveau de cliquetis très faible supportable par le moteur. La diminution de l'angle d'avance ne doit cependant ni être trop élevée, ni durer trop longtemps sinon le rendement du moteur s'écroule et l'échauffement devient vite excessif. Le capteur de cliquetis le plus utilisé est constitué par un cristal de quartz monté en accéléromètre et capable de transformer les vibrations mécaniques du moteur en signaux électriques. La figure 5 représente le signal de sortie d'un tel capteur avec présence ou non de cliquetis. Lorsqu'il y a présence de cliquetis, on peut observer une vibration très intense dont la fréquence est très caractéristique du phénomène, 5 à 7 kHz suivant les moteurs. Cette fréquence relativement bien définie permet le repérage du cliquetis. L'ensemble d'un contrôle complet est représenté schématiquement sur la figure 5. Le capteur est placé sur le bloc-moteur et fournit un signal électrique à un circuit de filtrage. Le filtrage permet d'éliminer tous les bruits parasites et d'éviter de fausses détections. Dès que le signal de cliquetis est présent, le calculateur réduit l'angle d'avance à l'allumage précédemment calculé jusqu'à ce que le phénomène disparaisse. Au bout d'un certain temps, le moteur revient à son point de fonctionnement normal, la réduction de l'angle d'avance disparait.



## – V –

## Conclusion

Pour beaucoup de moteur, le cliquetis n'apparait que dans des conditions très sévères ; cependant l'augmentation du taux de compression, la recherche du fonctionnement suivant les courbes d'avance optimales, l'utilisation de la suralimentation, augmentent les risques d'apparition du cliquetis. **A.B.**

# Bloc-notes

### GAMME UNISEF




### L'autoradio lecteur de cassettes UNISEF TC85M

Cette autoradio permet de capter deux gammes d'ondes : PO-FM (stéréo), le lecteur de cassettes est autoreverse.

Caractéristiques techniques : Puissance : 6 W par canal. Alimentation : 12 V négatif à la masse. Partie cassette : Réponse en fréquence : 50 à 10 000 Hz. Pleurage et scintillement : 0,3 %. Rapport signal/bruit : 45 dB. Partie radio : sensibilité : 14 dB (pour un rapport signal/bruit de 30 dB) séparation stéréo : 25 dB. Dimensions : 179 × 46 × 149 mm.

Cet appareil existe en 4 versions radio : TC85, FM-PO. TC85M, PO-FM stéréo. TC85S, PO-OC. TS85L : PO-GO.

### L'autoradio lecteur de cassettes UNISEF TC86M

Cette autoradio permet de recevoir deux gammes d'ondes : PO-FM stéréo. Le lecteur de cassettes est autoreverse.

Caractéristiques techniques : Puissance : 6 W par canal. Alimentation : 12 V négatif à la masse. Partie cassette : Réponse en fréquence : 50 à 10 000 Hz. Pleurage et scintillement : 0,3 %. Rapport signal/bruit : 45 dB. Partie radio : sensibilité : 14 dB (pour un rapport signal/bruit de 30 dB). Séparation stéréo : 35 dB. Dimensions : 179 × 46 × 149 mm.

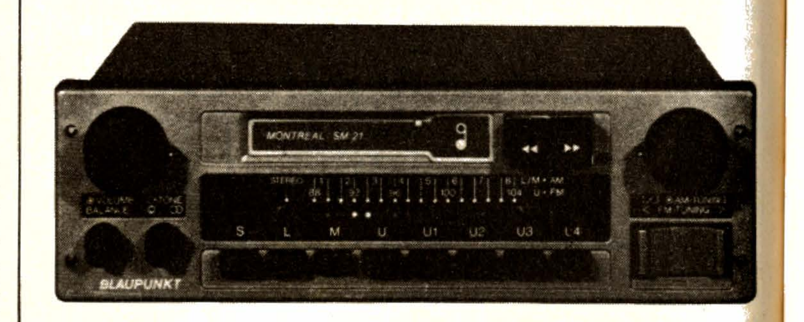
Cet appareil existe en 4 versions radio : TC86 : FM-PO. TC86M : PO-FM stéréo. TC84C : PO-OC. TC80L : PO-GO.

### GAMME BLAUPUNKT

### L'autoradio lecteur de cassettes BLAUPUNKT MONTREAL SM21

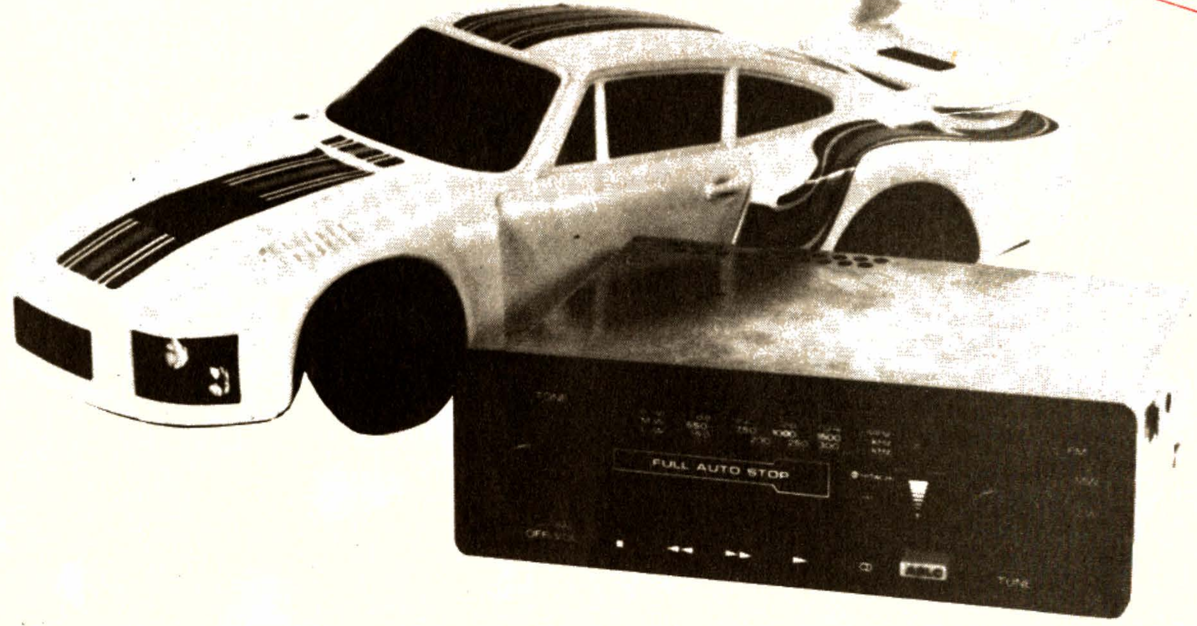
La recherche électronique en FM et l'éclairage de tous les indicateurs de fonctions, y compris le logement de la cassette offrent un confort total d'utilisation.

En cassettes, la tête de lecture en Permalloy assure une reproduction tout à fait fidèle grâce à une réponse en fréquences de 40 à 14 000 Hz. PO/GO/FM stéréo. – 4 présélections en FM. – Mise en mémoire électronique. – Recherche électronique en FM dans les 2 sens. – 2 sensibilités de recherche. – Puissance : 2 × 5,5 W.



# L'autoradio




# lecteur de cassettes HITACHI CSK 303 X

**LE récepteur auto-radio Hitachi CSK-303 X est un appareil original dans le sens où il est équipé d'un système destiné à remonter le niveau sonore de la reproduction musicale lorsque les bruits ambiants de la voiture augmentent ; à l'arrêt, la musique sera douce, lorsque la voiture roulera, le volume sonore remontera automatiquement pour compenser l'élévation du bruit de la voiture avec la vitesse.**

## Présentation

Le CSK-303 X de Hitachi est un appareil de format classique, il doit en effet s'intégrer dans toutes les voitures. On a utilisé les techniques habituelles permettant de confier plusieurs fonctions aux boutons, nous avons aussi les commandes coaxiales permettant par exemple d'avoir, sur un même axe, un potentiomètre de timbre et un autre de volume, une traction et une rotation sur le bouton de volume provoquant une variation de l'équilibre gauche/droite.

L'appareil est livré avec une série d'enjoliveurs permettant d'adapter la découpe de la voiture au récepteur auto-radio. Au-dessous du cadran parcouru par une aiguille, se trouve la fente d'introduction de la cassette. Deux minuscules potentiomètres agissent sur le système de réglage de volume automatique.

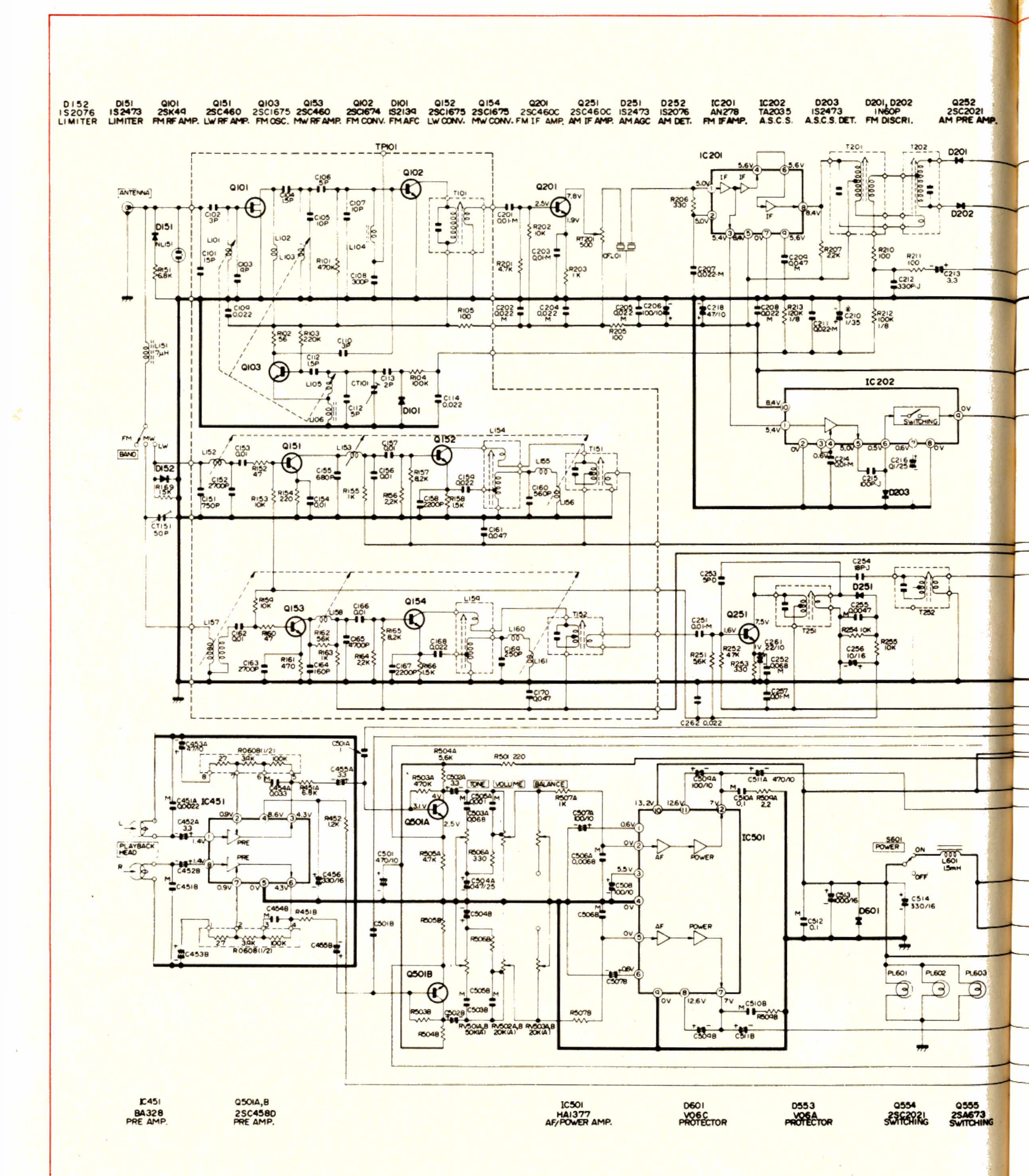
Six touches commandent le défilement de la bande magnétique devant les têtes, une touche orange met en service la régulation du rapport signal/bruit (commande automatique de volume).

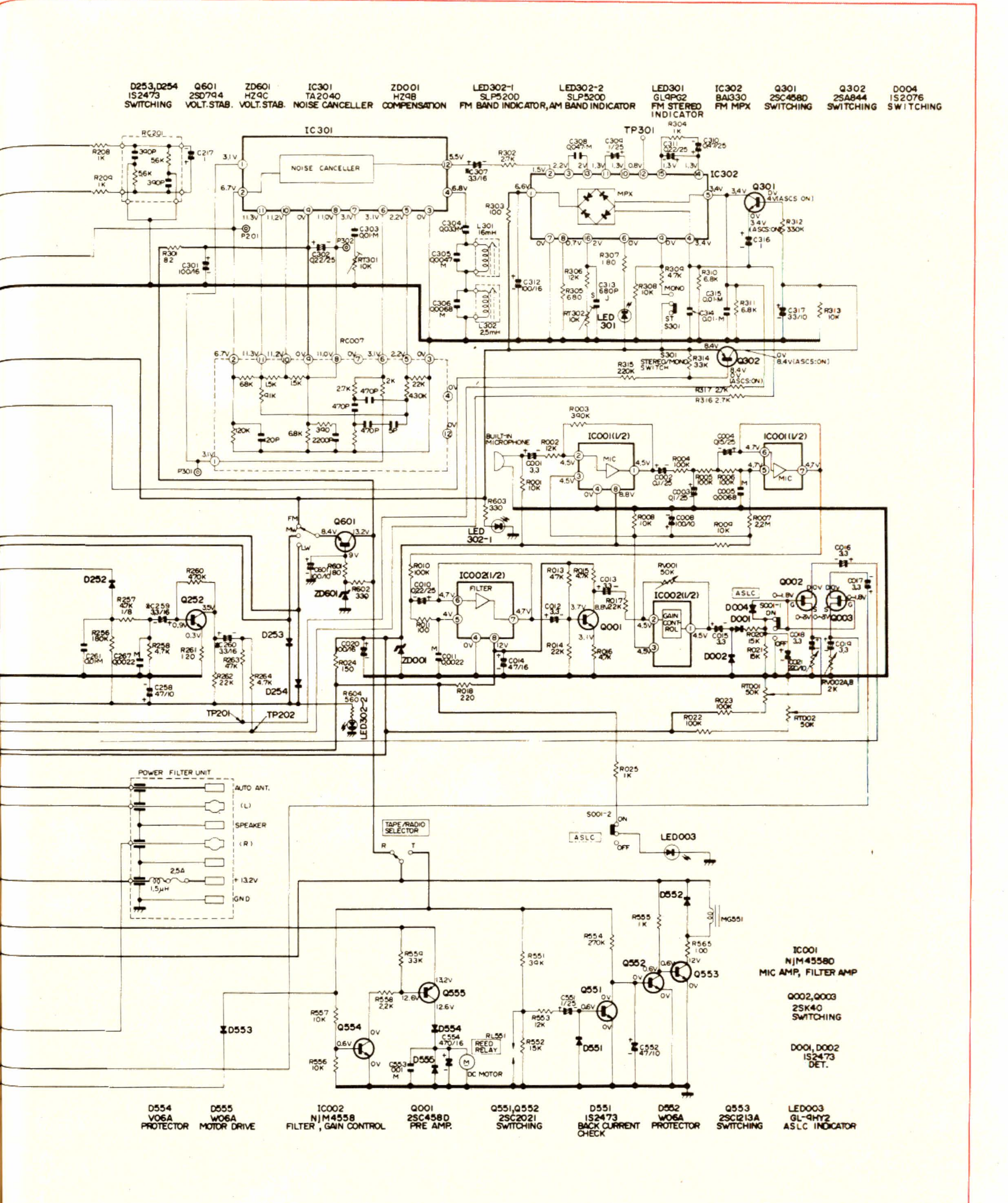
## La technique

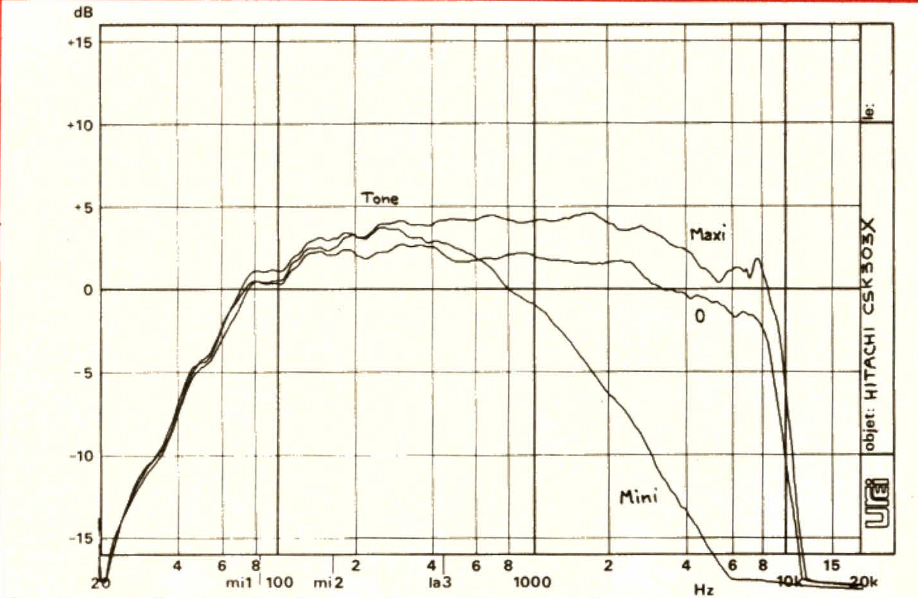
Le système le plus intéressant utilisé ici est celui de commande automatique de volume. Ce système capte, par un microphone, les bruits de la voiture. Le micro est placé sous l'appareil, derrière une petite ouverture circulaire, il est chargé, avec son électronique, de détecter le niveau sonore du véhicule. Il s'agit donc de distinguer le niveau sonore dû à la voiture de celui provoqué par la musique de bord.

Le premier circuit est un préamplificateur à gain élevé, ce circuit est référencé sur notre schéma par $IC_{001}$. Cet amplificateur opérationnel est suivi d'un filtre du troisième ordre dont la fréquence de coupure est située aux environs de 50 Hz. Ce filtre est suivi d'un autre dont la fréquence de coupure est proche de la première, cette fois nous avons un filtre du second ordre, c'est-à-dire un peu moins efficace que ce dernier. Une fois la discrimination terminée, on amplifie le signal avant de le redresser par les diodes $D_{002}$ et $D_{001}$.

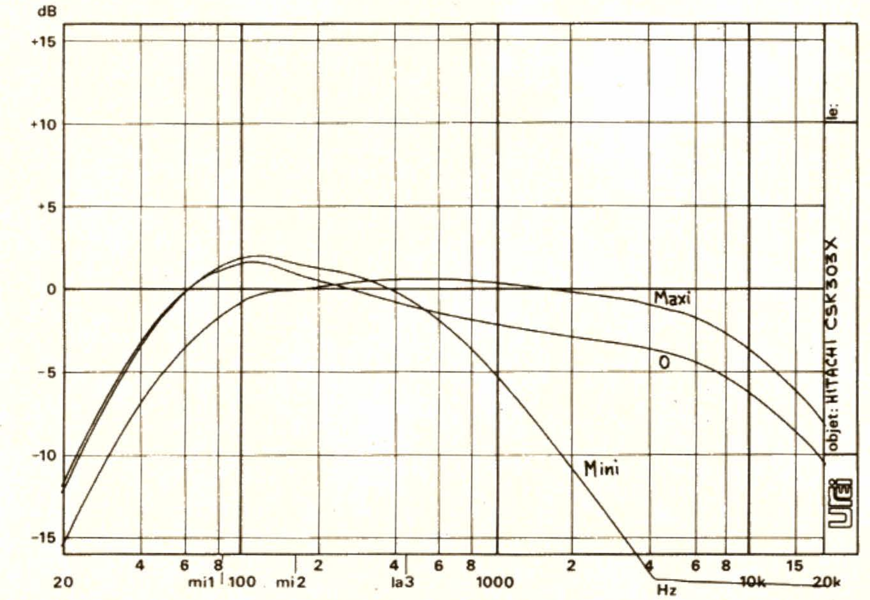
La tension détectée est appliquée à deux portes de transistors à effet de champ, deux transistors qui sont en fait montés en résistance variable ces résistances variables sont montées en série avec des condensateurs et shuntent la


D152 1S2076 LIMITER
D151 1S2473 LIMITER
Q101 2SK49 FM RF AMP.
Q151 2SC460 LW RF AMP.
Q103 2SC1675 FM OSC.
Q153 2SC460 MW RF AMP.
Q102 2SC1674 FM CONV.
D101 1S2139 FM AFC
Q152 2SC1675 LW CONV.
Q154 2SC1675 MW CONV.
Q201 2SC460C FM IF AMP.
Q251 2SC460C AM IF AMP.
D251 1S2473 AM AGC
D252 1S2076 AM DET.
IC201 AN278 FM IF AMP.
IC202 TA2035 A.S.C.S.
D203 1S2473 A.S.C.S. DET.
D201, D202 1N60P FM DISCRI.
Q252 2SC2021 AM PRE AMP.
TP101
ANTENNA
BAND
FM
MW
LW
IC201
IC202
SWITCHING
IC451
PRE
PLAYBACK HEAD
TONE
VOLUME
BALANCE
IC501
AF
POWER
S601 POWER
ON
OFF
L601 1.5mH
PL601
PL602
PL603
IC451 BA328 PRE AMP.
Q501A,B 2SC458D PRE AMP.
IC501 HA1377 AF/POWER AMP.
D601 V06C PROTECTOR
D553 V06A PROTECTOR
Q554 2SC2021 SWITCHING
Q555 2SA673 SWITCHING

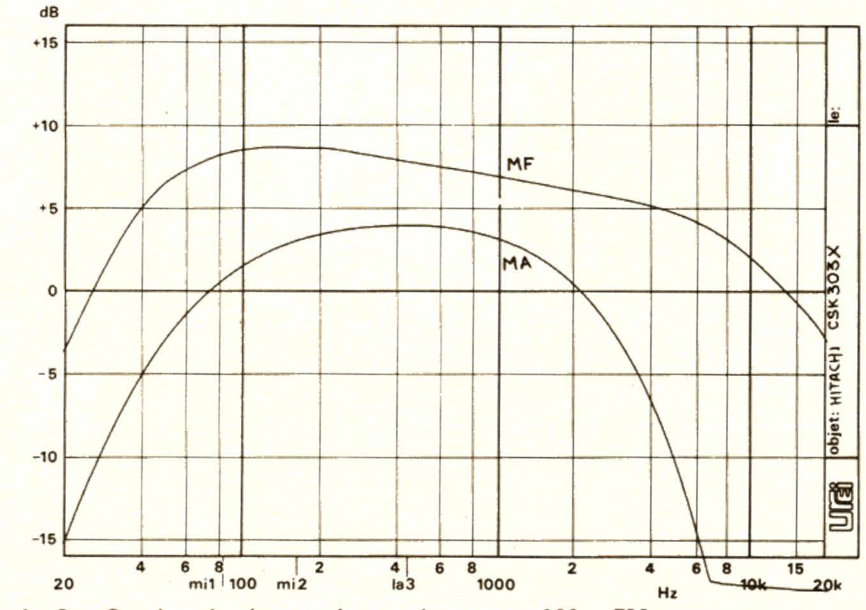

D253,D254 1S2473 SWITCHING
Q601 2SD794 VOLT. STAB.
ZD601 HZ9C VOLT. STAB.
IC301 TA2040 NOISE CANCELLER
ZD001 HZ9B COMPENSATION
LED302-1 SLP5200 FM BAND INDICATOR
LED302-2 SLP5200 AM BAND INDICATOR
LED301 GL9PG2 FM STEREO INDICATOR
IC302 BA1330 FM MPX
Q301 2SC458D SWITCHING
Q302 2SA844 SWITCHING
D004 1S2076 SWITCHING
IC301
NOISE CANCELLER
IC302
MPX
TP301
RC201
RC007
P201
P301
BUILT-IN MICROPHONE
IC001(1/2)
MIC
IC002(1/2)
FILTER
GAIN CONTROL
ASLC
STEREO/MONO SWITCH
POWER FILTER UNIT
AUTO ANT.
(L)
SPEAKER
(R)
+13.2V
GND
TAPE/RADIO SELECTOR
LED003
REED RELAY
DC MOTOR
MG551
IC001 NJM4558D MIC AMP, FILTER AMP
Q002,Q003 2SK40 SWITCHING
D001,D002 1S2473 DET.
D554 V06A PROTECTOR
D555 W06A MOTOR DRIVE
IC002 NJM4558 FILTER, GAIN CONTROL
Q001 2SC458D PRE AMP.
Q551,Q552 2SC2021 SWITCHING
D551 1S2473 BACK CURRENT CHECK
D552 W06A PROTECTOR
Q553 2SC1213A SWITCHING
LED003 GL-9HY2 ASLC INDICATOR



**Courbe 1. – Courbes de réponse du magnétophone à cassette avec action du correcteur de timbre.**



**Courbe 2. – Courbes d'efficacité du correcteur de timbre sur la section MF.**



**Courbe 3. – Courbes de réponse des sections tuner AM et FM.**

résistance d'émetteur des transistors $Q_{501}$ A et B.

Lorsque la résistance est faible, nous avons une augmentation du gain, par contre, en l'absence de signal de commande, le gain reste normal et est commandé uniquement par le potentiomètre de volume.

Les deux commandes accessibles sont celles de niveau à partir duquel le dispositif intervient et de degré d'efficacité, autrement dit le taux d'augmentation du niveau sonore. (Voir fig. A, B et C). Le potentiomètre $RV_{001}$ agit sur le gain de la chaîne audio, autrement dit sur le niveau d'intervention de la commande, pour agir sur le degré d'intervention, on modifie les résistances $RV_{002}$ A et B, ces résistances se mettent en série avec les transistors à effet de champ et tempèrent leur action.

Sur le plan radio, nous avons une conception assez classique du récepteur. Le constructeur a choisi ici les selfs comme éléments variables des circuits accordés. Ces inductances sont entraînées par un système à vis entraîné par un joint de Oldham, un système astucieux remplaçant un double cardan et offrant l'avantage de ne pas coûter très cher.

L'entrée d'antenne est équipée, aussi bien pour la MA que pour la MF d'une diode de limitation, cette diode shunte le circuit accordé d'entrée lorsque le signal est très important, ce qui peut se produire à proximité d'un émetteur ou simplement lorsque l'antenne radio est très proche d'une antenne émettrice de la voiture.

La modulation de fréquence est reçue sur un transistor à effet de champ, suivi du convertisseur attaqué par un oscillateur local à transistor bipolaire. Le premier transformateur FI précède un filtre céramique attaqué par un amplificateur apériodique, on notera ici une possibilité de réglage, ce réglage est celui de limitation MF. Le signal FI est traité dans un amplificateur FI à trois étages, cet amplificateur, $IC_{201}$ attaque un discriminateur MF de rapport. Le signal audio est envoyé sur un suppresseur de bruits parasites, réalisé en structure hybride. Ce suppresseur est associé à un autre circuit hybride ne comportant que des éléments RC. Le système de suppression fonctionne par détection de signaux transitoires à front raide, un commutateur électronique coupe momentanément le trajet des signaux audio lorsqu'intervient un parasite.

Le décodeur stéréo multiplex est un classique du genre, il est du type à asservissement de phase. Une touche permet de le commuter automatiquement en stéréo ou en mono. Ce décodeur stéréo est par ailleurs commandé par un circuit intégré $IC_{202}$ mettant les deux voies en paral-

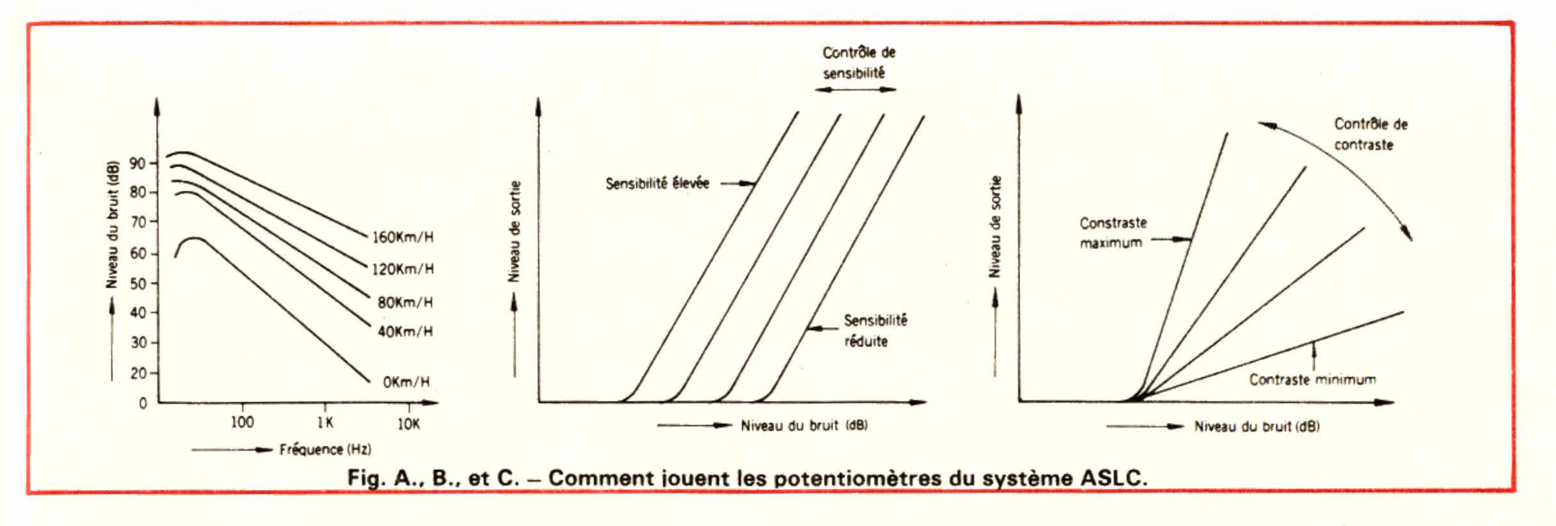



**Fig. A., B., et C. – Comment jouent les potentiomètres du système ASLC.**

lèle par $Q_{301}$ et $C_{316}$ lorsque le signal RF devient trop faible.

Le récepteur MA se compose de deux sections pratiquement identiques, chacune comportant deux transistors et diverses bobines. Ces transistors attaquent un amplificateur FI dont la particularité est de disposer de deux circuits accordés différents pour la commande automatique de gain et pour la démodulation.

La commande automatique de gain agit sur les étages RF et non comme on pourrait le penser sur les étages FI.

La commutation des signaux audio n'existe pas ici, nous avons en effet une mise sous tension des étages correspondant à chaque fontion, ce qui économise de l'énergie d'une part et assure une très bonne fiabilité, les commutateurs étant sujet à l'empoussiérage, surtout en voiture.

Nous retrouvons ce principe de commutation pour le lecteur de cassette.

## La technologie

Le CSK-303 est basé sur une utilisation normale de circuits intégrés et de transistors, quelques circuits, quelques composants ont été réunis sous une forme hybride, ce qui est bien entendu intéressant dans une auto-radio où l'on ne dispose que de peu de place. Les amplificateurs de puissance sont réunis dans un seul boîtier, là encore, nous avons une solution rationnelle.

Dans le domaine du circuit intégré, on note ici l'utilisation de circuits dont le boîtier est plus intéressant que le DIL que l'on connaît. En effet, on utilise des circuits en boîtier SIL, boîtier ne disposant que d'une rangée de bornes. Ce boîtier étroit est un peu plus haut que le DIL mais comme il est environné de composants encombrants en hauteur comme des transfos FI ou des condensateurs chimiques, il se trouve tout à fait adapté à la miniaturisation de l'ensemble.

La qualité de la fabrication nous a paru tout à fait convenable.




**Les deux petits potentiomètres linéaires commandent l'efficacité du système de régulation automatique de niveau sonore.**

## Mesures

La puissance de sortie d'une auto-radio n'est en général pas très élevée, cet appareil se situe dans les normes traditionnelles avec 3,06 W sous une tension d'alimentation de 12 V et 4,4 W pour une tension de 14,4 V. Si nous admettons un taux de distorsion harmonique de 10 %, ce qui se fait souvent dans le domaine de l'automobile ou de la radio de petite puissance, la puissance passe à 5,7 W pour une tension d'alimentation de 14,4 V.

L'appareil ne disposant pas d'entrée auxiliaire, nous avons mesuré le taux de distorsion sur la MF où on tiendra compte du taux de distorsion du générateur et de la section radio de l'auto-radio. Nous avons mesuré ici un taux de distorsion de 2 %, ce qui n'est pas mal du tout.

La sensibilité en MF est de 1 $\mu$V, c'est très suffisant.

Les courbes de réponse montrent une étendue assez limitée, il n'est pas question ici de comparer l'appareil à un système Hi-Fi. Ici, nous bénéficierons d'un certain confort d'écoute, après tout, le milieu automobile est un milieu hostile pour les sons...

## Conclusions

Le CSK-303 X se montre très agréable d'emploi grâce au système ASLC, autrement dit celui de commande automatique du niveau audio en fonction de l'environnement. Plus besoin de retoucher au potentiomètre de volume après chaque démarrage, c'est intéressant...

**E.L.**




# quelques circuits siémens pour l'électronique automobile

**COMPTE TENU de la part grandissante occupée par l'électronique dans les techniques de l'automobile, aucun grand constructeur de circuits intégrés, ou d'autres dispositifs à semi-conducteurs, ne saurait se désintéresser de ce domaine prometteur. On ne s'étonnera donc pas que la firme allemande Siemens prenne sa place dans cette compétition pacifique, mais âpre.**

**La micro-électronique n'est d'ailleurs pas seule à trouver son utilité et à apporter son efficacité dans les fonctions importantes de l'automobile. Pour des raisons d'économie et de robustesse, certains organes d'interface font encore appel à l'électromécanique, sous forme de relais notamment. L'acquisition des données, enfin, entraîne le développement de toute une variété de capteurs : température, pression, etc.**

**Dans le panorama des productions Siemens que nous proposons ci-dessous, on ne s'étonnera pas de trouver des développements inégaux, pour des produits d'égales importances. C'est que pour certains d'entre eux, non encore distribués (ils le seront dans le cours de l'année 1981), nous ne disposions que d'une documentation trop succincte pour permettre une étude de détail. Nous espérons y revenir plus tard.**

## – I –

## Capteur à effet Hall HKZ 101 et contrôleur d'allumage TLF 1492

Dans les dispositifs classiques d'allumage, mis au point dès l'apparition de l'allumage par bobine à partir d'une batterie, et encore exploités sur nombre de moteurs à explosion, l'éclatement de l'étincelle qui enflamme le mélange air-essence, en fin de cycle de compression, est commandé par le rupteur.

Cet organe électromécanique, s'il fonctionne très correctement aux vitesses moyennes, souffre de nombreux défauts quand on atteint les régimes de rotation élevés : modification du rapport des durées d'ouverture et de fermeture, rebondissements, etc. D'autre part, sa longévité laisse à désirer, à cause de la détérioration relativement rapide des vis platinées, et de l'usure de la came de commande.

Divers procédés ont donc été expérimentés et mis au point, qui éliminent les contacts mécaniques. L'effet Hall est un des phénomènes permettant d'obtenir de tels résultats.



**Photo A – BMW équipe certaines de ses voitures, avec l'ordinateur de bord Siemens.**

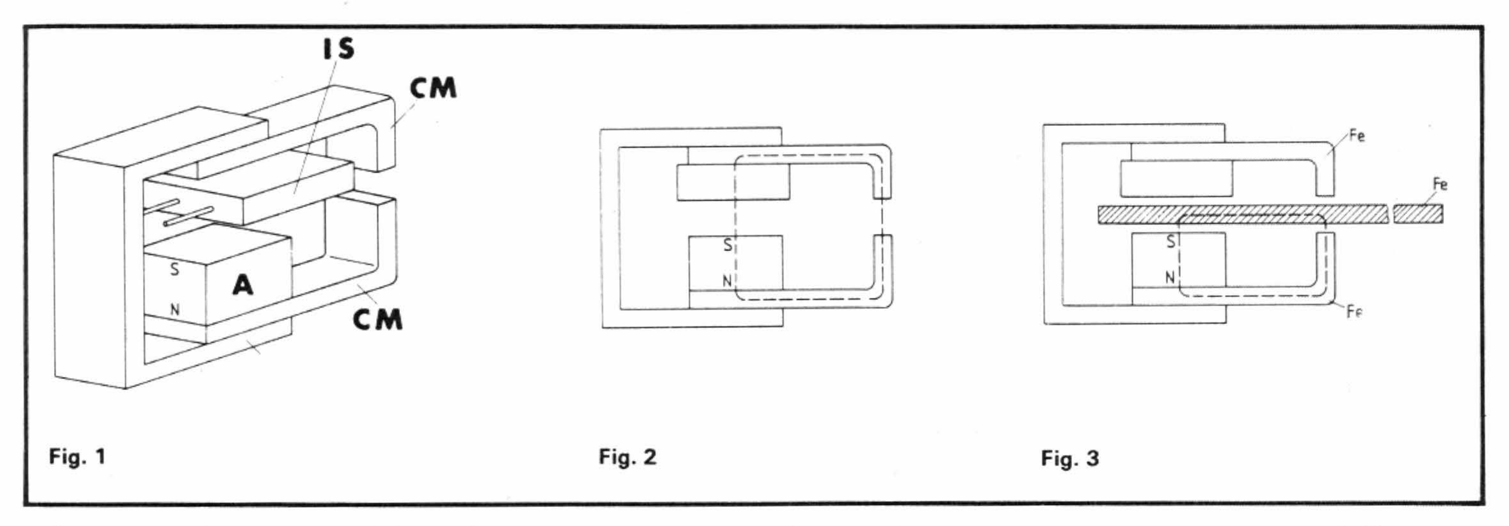



Fig. 1 Fig. 2 Fig. 3

Nous ne reviendrons pas ici sur la théorie de l'effet Hall, qui a déjà fait l'objet d'articles dans la revue. La figure 1 montre la structure du capteur KHZ 101, réalisé par Siemens. L'échantillon H dans lequel naît l'effet Hall, et aux bornes duquel on recueille donc les tensions utilisées pour la commande de l'allumage, est inséré dans le circuit magnétique englobant :

– un aimant permanent A, dont sont indiqués les pôles Nord et Sud.

– Les circuits magnétiques en fer doux CM, à travers lesquels se referment les lignes de champ.

– le support mécanique qui assure la rigidité de l'ensemble, et qui est construit en matériau plastique.

L'aimant A, et les pièces magnétiques CM, laissent un double entrefer, où peut pénétrer un volet de fer doux.

Deux cas peuvent alors se présenter. Si aucune pièce de fer doux ne pénètre dans l'entrefer, les lignes de champ se referment à travers l'ensemble des deux pôles CM, et la plaquette de semiconducteur où se développe l'effet Hall, est soumise au champ magnétique : c'est le cas de la figure 2. Au contraire, si, comme dans la figure 3, un volet de fer doux pénètre dans l'entrefer, il canalise les lignes de champ, qui ne traversent plus la plaquette de Hall.

Dans la pratique, le « volet interrupteur » est lié au volant moteur, et commande donc les tensions de Hall en synchronisme avec la rotation de ce dernier.

L'interrupteur HKZ 101 à effet Hall, est conçu pour travailler en liaison avec le circuit intégré TLF 1492, sur lequel nous n'avons malheureusement, à l'heure actuelle, que peu de précisions, et en particulier aucun détail sur le schéma interne.

Comme le montre la figure 4, le TLF 1492 reçoit les créneaux de commande délivrés par « l'interrupteur » à effet Hall, et fournit le courant primaire à la bobine d'allumage, par l'intermédiaire d'un transistor de puissance à collecteur ouvert. A la sortie de la bobine, on retrouve l'habituel distributeur, qui oriente les impulsions à haute tension, successivement, vers les différentes bougies du moteur.

Ce circuit comporte un dispositif qui, en cas d'arrêt du moteur sans coupure du contact, et avec une temporisation d'une seconde, diminue progressivement puis coupe le courant au primaire de la bobine. Celle-ci est donc protégée contre tout échauffement accidentel.

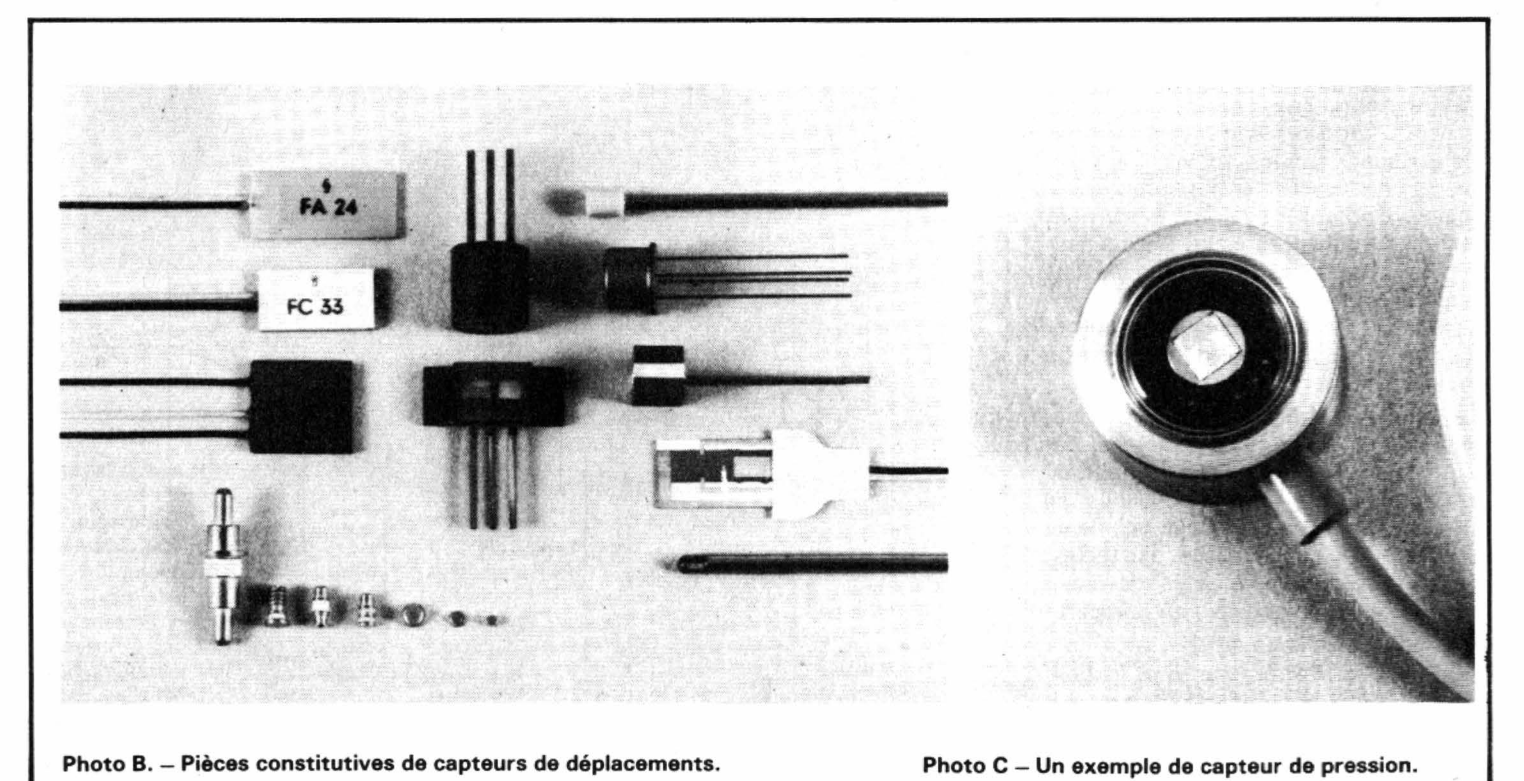



**Photo B. – Pièces constitutives de capteurs de déplacements.**

**Photo C – Un exemple de capteur de pression.**

## – II –

# Le détecteur de proximité inductif TCA 205

Nous venons de voir que la suppression du rupteur, pouvait passer par l'emploi d'un interrupteur à effet Hall. Les détecteurs inductifs de proximité, apportent une autre solution à ce problème. C'est un tel dispositif que Siemens construit, sous la référence TCA205.

Le principe repose sur les variations d'amplitude des oscillations à la sortie d'un générateur à circuit accordé LC, selon que ce circuit, qui présente de fortes fuites magnétiques, est ou non mis en présence d'une pièce métallique. En cas de présence d'une telle pièce, le champ alternatif y induit des courants de Foucault ; il y a alors diminution des facteurs de qualité de l'oscillateur, et de l'amplitude des signaux de sortie.

Le synoptique du circuit intégré, est indiqué à la figure 5. Grâce à une alimentation interne efficacement régulée, l'ensemble peut fonctionner sous des tensions comprises entre 4,75 V et 30 V, ce qui couvre largement tous les cas rencontrés dans le domaine automobile.

L'oscillateur, sur lequel se branche extérieurement le circuit antirésonnant LC, est du type Meissner. La mise en phase des courants d'entrée et de sortie, indispensable pour que se produise l'oscillation, s'obtient par l'intermédiaire d'un miroir de courant, qui « réfléchit », dans la base, l'intensité prélevée au collecteur du transistor $T_1$.

A la sortie de l'oscillateur, sur l'émetteur de $T_1$, un redresseur, suivi d'un filtrage par condensateur, convertit les tensions alternatives en tensions continues. Un faible condensateur interne convient au cas des fréquences élevées (supérieures à 1 MHz) ; pour travailler avec des fréquences plus faibles (on peut descendre jusqu'à 15 kHz), il convient d'utiliser un condensateur externe, qui se branche entre le borne 3 et la masse.

La tension continue alors disponible, commande un détecteur de seuil, qui délivre donc un niveau de sortie haut ou bas, selon qu'une pièce métallique se trouve, ou non, en regard de la bobine de l'oscillateur. Des résistances ajustables, externes au circuit, permettent de régler la sensibilité, et l'hystérésis du comparateur.

Les deux sorties (broches 5 et 7) délivrent des signaux complémentaires, sur des Darlington travaillant en collecteurs ouverts, et capables de délivrer chacun 50 mA.

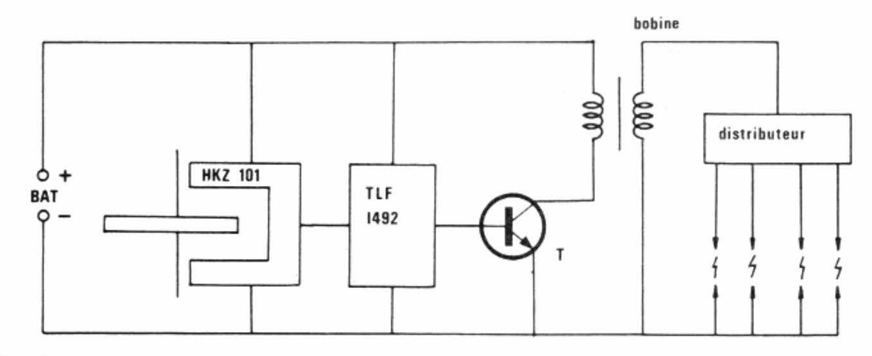
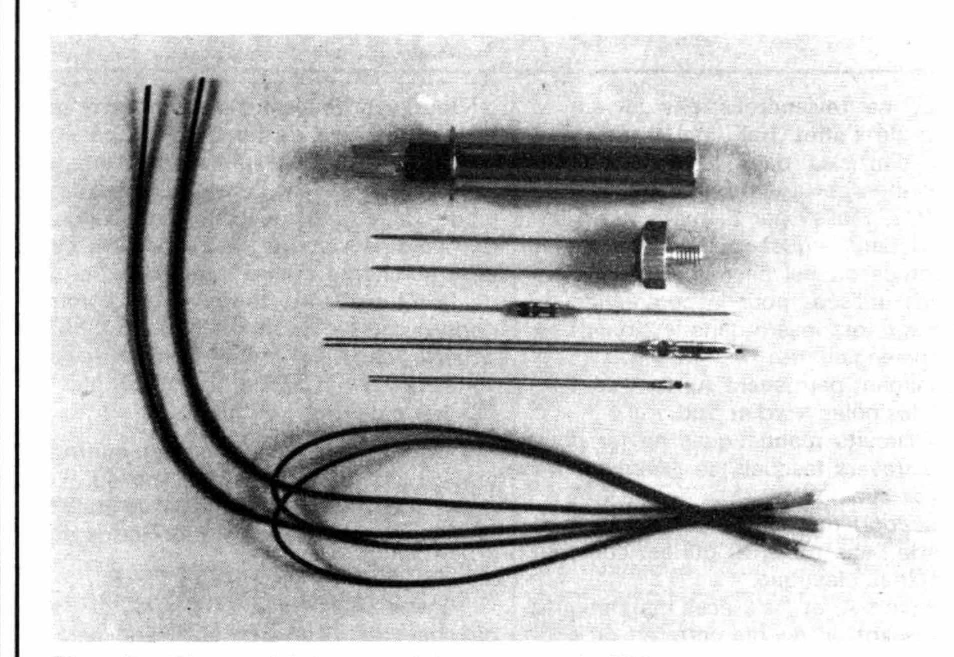


Fig. 4


Photo D – Siemens fabrique aussi des capteurs de débit.

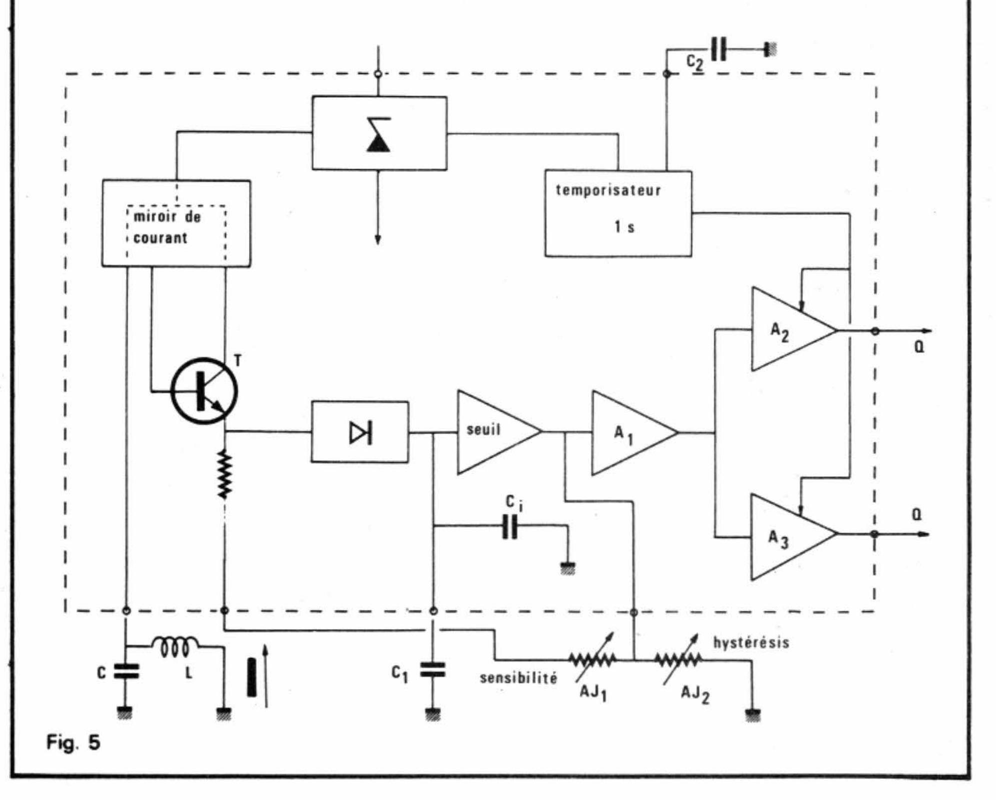


Fig. 5

— III —

## Les capteurs

Divers types de capteurs, qui peuvent trouver des applications dans le domaine automobile, sont produits par Siemens. On signalera, en particulier :

– des capteurs de pression ; certains travaillent en exploitant le phénomène de piézo-électricité, tandis que d'autres reposent sur les déformations d'une membrane de silicium.

– des capteurs de niveau, construits autour de résistances à coefficient de température positif. Cette résistance, à cause des dispersions différentes de chaleur, varie lorsque la sonde passe d'un milieu liquide à un milieu gazeux. La sécurité de fonctionnement permet d'utiliser de tels dispositifs en milieu inflammable ou explosif (essence).

– Des capteurs de déplacement, conçus à partir de sondes à effet Hall, ou de détecteurs inductifs de proximité : nous rejoignons là les premiers paragraphes de cette étude.

– Des capteurs d'humidité, utilisables non seulement dans le domaine automobile, mais aussi pour l'électroménager, les mesures, la régulation.

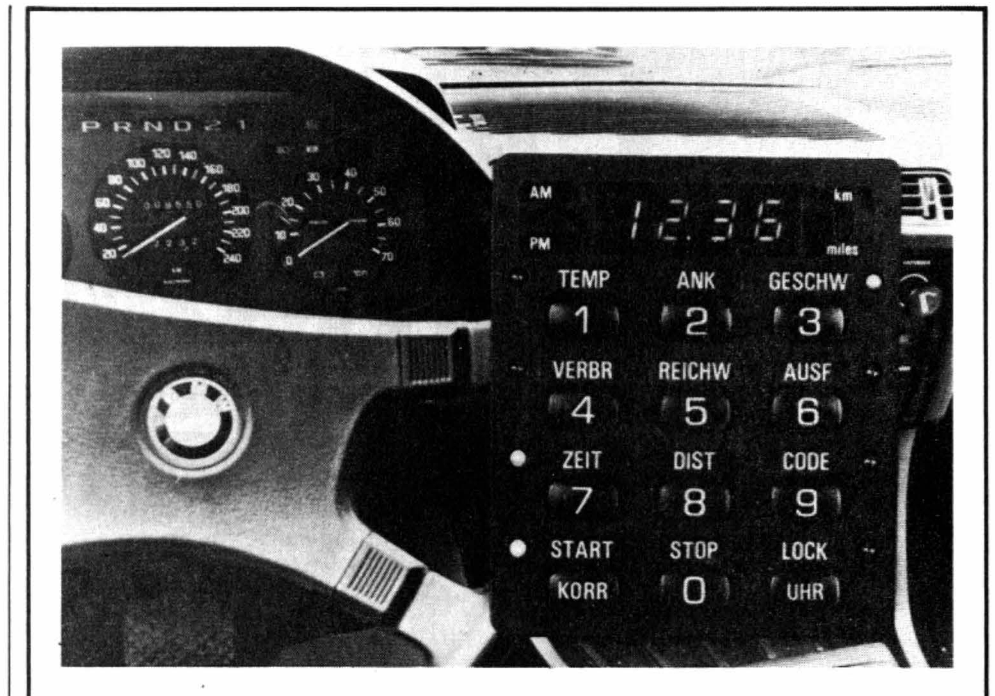


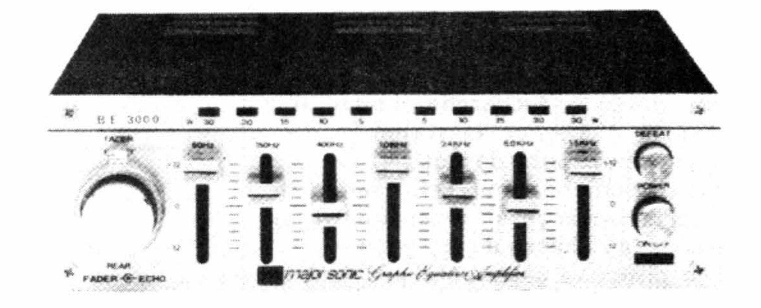

**Photo E – Vue de l'ordinateur de bord monté sur les BMW.**

Nous n'avons donné ici qu'un aperçu des productions Siemens plus ou moins directement conçues pour des applications automobiles. Ainsi que nous le précisions dès l'introduction, certains des matériels cités ne seront disponibles sur le marché que dans le courant de l'année. Nous aurons, certainement, l'occasion d'en reparler.

**R. RATEAU**

# Bloc-notes




### GAMME MAJOR SONIC

**L'autoradio**
**MAJOR SONIC MA2000**

Autoradio PO-GO-FM stéréo. Lecteur de cassette stéréo. Avance et retour rapides de la cassette par touches bloquées. Commutateur de corrections de fréquence AFC. Système I.A.C. destiné à éliminer les parasites en FM. Puissance de sortie : 2 × 7 W (max.). Dimensions : 174 × 43 × 145 mm.

**L'autoradio**
**MAJOR SONIC MA5000**

Autoradio PO-GO-FM stéréo. Lecteur de cassette stéréo. Avance et retour rapides de la cassette par touches bloquées. Système autoreverse. Commande manuelle d'éjection de la cassette et d'inversion du sens de défilement. Système I.A.C. destiné à éliminer les parasites en FM. Puissance de sortie : 2 × 7 watts (max.). Dimensions (L × H × P) : 178 × 44 × 150.

**Le Booster égaliseur**
**MAJOR SONIC B2500**

Puissance : 2 × 20 W. Commutateur de mise hors fonction de l'égaliseur. Egaliseur 5 curseurs (60 Hz, 250 Hz, 1 kHz, 3,5 kHz, 10 kHz). Dimensions : 135 × 47 × 120 mm.

**Le booster égaliseur**
**MAJOR SONIC BE3000**

Puissance : 2 × 30 W. Simulateur d'écho ; contrôle continu de réverbération. Commutateur de mise hors fonction de l'égaliseur. 7 curseurs (60 Hz, 150 Hz, 400 Hz, 1 kHz, 2,5 kHz, 6 kHz, 15 kHz). Dimensions : 160 × 47 × 150.

**Le Booster égaliseur**
**MAJOR SONIC BE6000**

Puissance : 2 × 60 W. Simulateur d'écho ; contrôle continu de réverbération. Commutateur de mise hors fonction de l'égaliseur. Egaliseur 7 curseurs (60 Hz, 150 Hz, 400 Hz, 1 kHz, 2,5 kHz, 6 kHz, 15 kHz). Dimensions : 165 × 53 × 190 mm.

DOSSIER DU MOIS

# L'ALLUMAGE ELECTRONIQUE INTEGRAL

# THOMSON CSF

**AUX temps sans doute heureux – mais définitivement révolus – où le prix de l'essence n'intervenait guère dans le budget d'un automobiliste, les efforts des constructeurs de moteurs ont porté sur l'accroissement de puissance, mais avec un faible souci du rendement.**

**Aujourd'hui, ce dernier facteur devient primordial. Les études conduisent donc à rechercher, pour une quantité d'essence consommée donnée, le maximum de couple. On agit essentiellement, pour cela, sur le réglage de l'avance à l'allumage, et sur celui de la richesse du mélange.**

**La difficulté essentielle provient du fait que le couple n'est pas un paramètre facilement mesurable, et qu'on ne peut donc le capter sur un véhicule en marche normale. L'asservissement électronique de l'avance et de la richesse, est donc établi à partir de modèles construits au cours d'essais au banc.**

**En s'appuyant sur ces considérations, Thomson-CSF a développé deux systèmes d'allumages électroniques : le modèle AEI 4M, destiné aux moteurs à quatre cylindres ; le modèle AEI 2M, spécialement conçu pour les bicylindres Citroën. Ces dispositifs ne comprennent plus ni système mécanique de correction d'avance, ni rupteur, ni distributeur.**

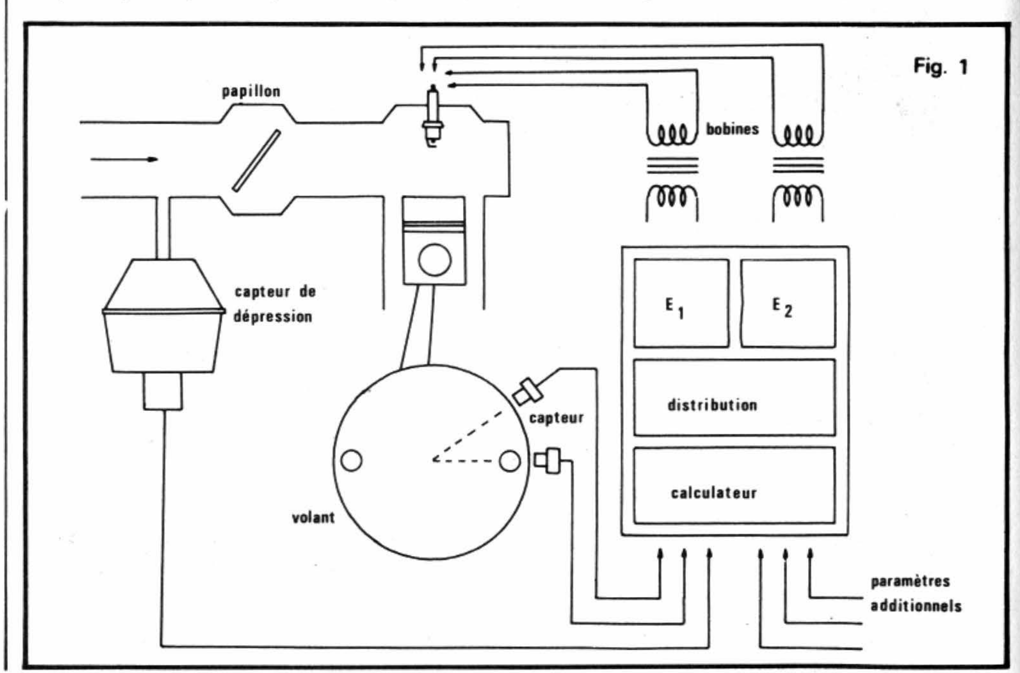
– I –

## Un modèle de fonctionnement du moteur

Une fois choisi le rapport de la boîte de vitesse, le conducteur d'une voiture ne dispose plus, pour régler le couple disponible aux roues, que de la pédale d'accélérateur. Or, pour optimiser le fonctionnement, il convient finalement d'agir sur trois paramètres :

– la masse d'air $\alpha$ admise lors de chaque cycle.
– La quantité q d'essence utilisée pour ce même cycle.
– L'angle A d'avance à l'allumage.

Ces grandeurs doivent, d'autre part, tenir compte de la vitesse de rotation $\omega$



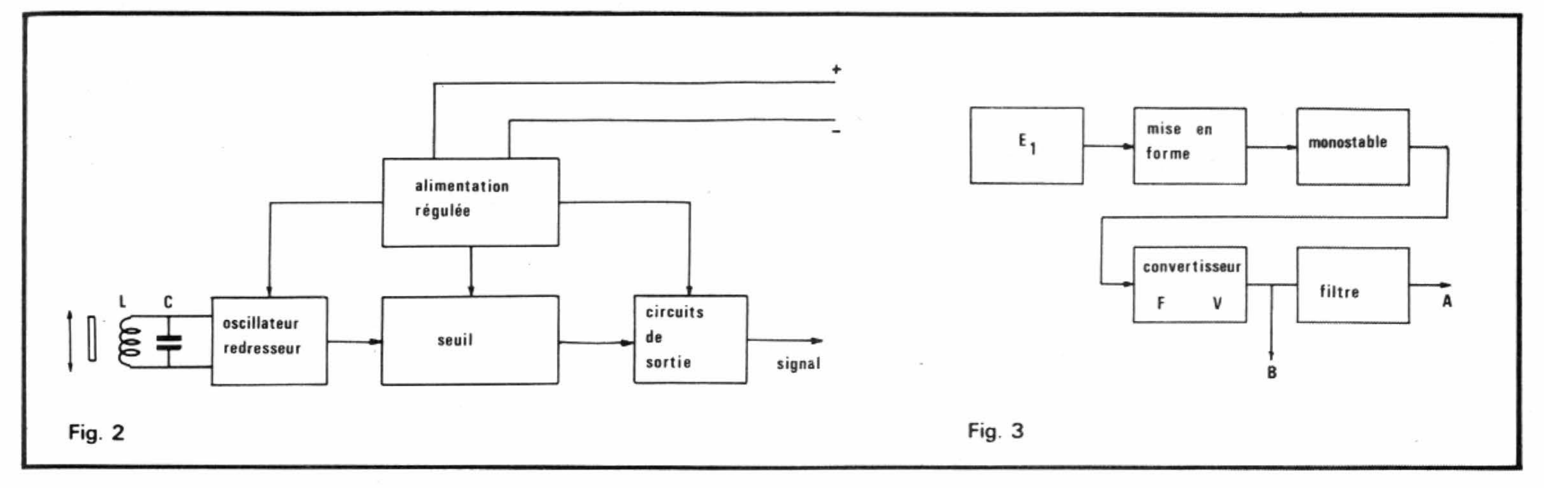


Fig. 2

Fig. 3

et, si possible, de la température interne T du moteur.

L'électronique, beaucoup plus souple que la mécanique, a permis d'obtenir des modèles, à partir d'essais au banc, qui définissent un diagramme de l'angle d'avance optimal, en fonction du régime $\omega$ et de la charge.

## – II –

## Principe de fonctionnement de l'allumage électronique intégral

Il est illustré par le schéma de la figure 1. Deux capteurs de synchronisation détectent la position d'un point lié au vilebrequin, ou au volant. Un autre capteur mesure la dépression dans la tubulure d'admission. Il existe enfin trois autres capteurs, disponibles pour la mesure de paramètres d'entrée qui peuvent varier selon les moteurs équipés : température, ouverture du papillon du carburateur, etc.

Toutes les données ainsi relevées, sont introduites dans un calculateur, qui commande les avances à l'allumage en fonction de lois préalablement définies. Le calculateur gère à son tour un ensemble de puissance, dont les sorties attaquent les primaires des bobines d'allumage. Il existe, en effet, pour les moteurs à quatre cylindres, deux bobines haute tension à deux sorties chacune (une seule bobine, à deux sorties, dans le cas des moteurs Citroën à deux cylindres).

## – III –

## Les capteurs de synchronisation

Il s'agit essentiellement d'un circuit oscillant, dont la fréquence est déterminée par un ensemble self L, capacité C (fig. 2). Lorsque les masselottes métalliques, solidaires du volant moteur, passent à proximité de la self, elles modifient l'amortissement du circuit LC, donc la tension alternative en sortie de l'oscillateur.

Après redressement, cette variation d'amplitude se traduit par une variation du niveau continu appliqué sur l'entrée d'un détecteur de seuil, qui délivre une impulsion dont le temps de montée n'excède pas une trentaine de microsecondes, et dont l'amplitude dépasse 6 V. Ces caractéristiques sont indispensables, pour discerner l'impulsion utile, de tous les parasites inévitablement engendrés par le moteur.

D'autre part, le capteur est étudié pour travailler efficacement même dans des conditions très variables : il supporte une tension d'alimentation permanente de 16 V, mais fonctionne aussi à partir de 6 V (cas d'une batterie à plat), et peut encaisser 24 V pendant un court instant (ceci est utile lorsqu'on est appelé à brancher deux batteries en série pour un démarrage difficile). Du point de vue des températures, la plage de fonctionnement s'étend de – 40 °C à + 125 °C.

Ces performances sont dues, notamment, à une énergique régulation de tension, par une alimentation interne au capteur (voir synoptique de la fig. 2).

## – IV –

## Le calculateur

On peut le décomposer en trois sous-ensembles qui assurent chacun une fonction : le calcul de la vitesse (sous-ensemble 1), le calcul de l'avance à l'allumage (sous-ensemble 2), enfin le calcul du temps de charge de la bobine pour maintenir une énergie constante à chaque étincelle (sous-ensemble 3). Ce dernier

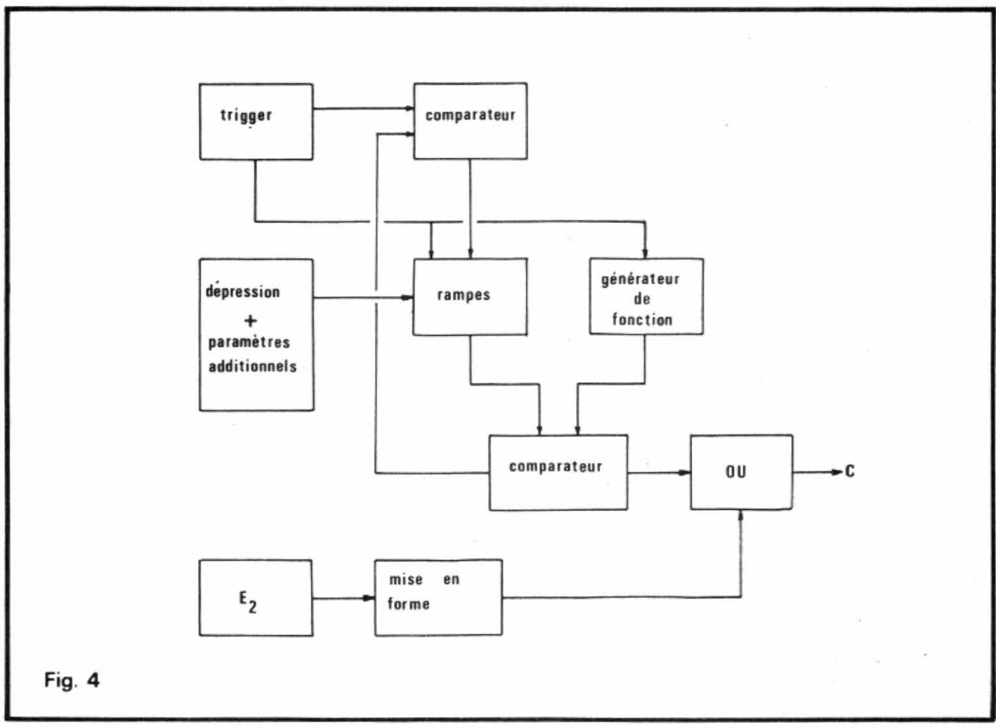


Fig. 4

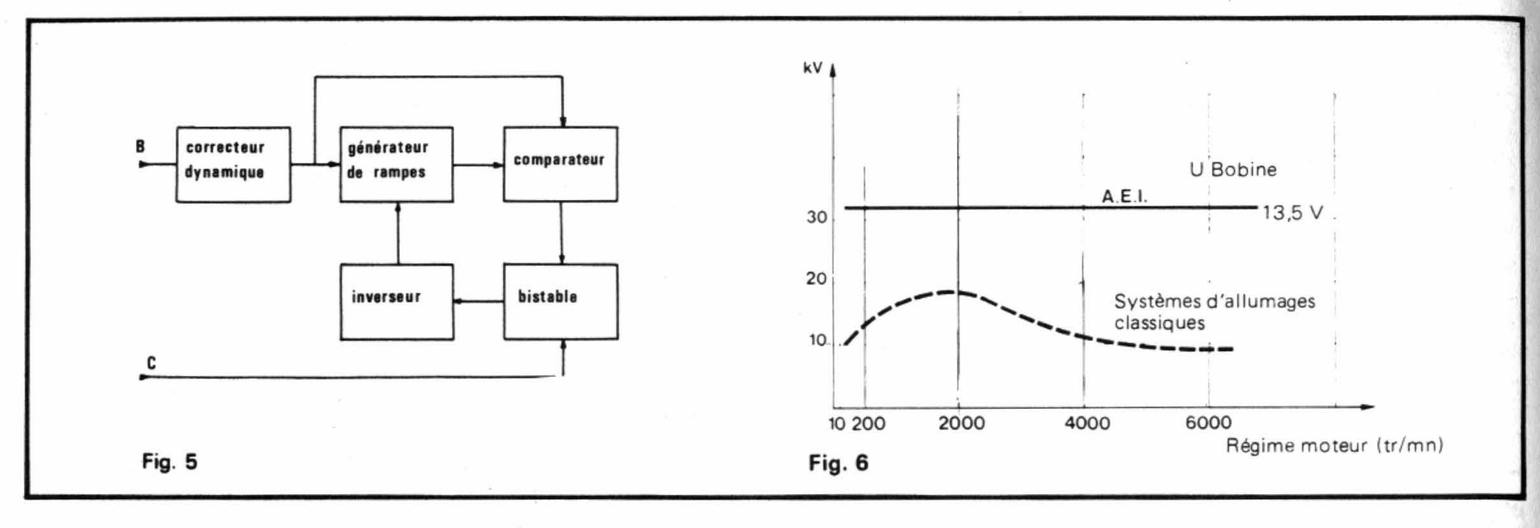


Fig. 5

Fig. 6

bloc est également chargé du contrôle des circuits de puissance.

Le sous-ensemble 1 est illustré à la figure 3. Le capteur $E_1$ (voir plus haut) attaque un circuit de mise en forme des impulsions, qui déclenche lui-même un monostable. A la sortie de ce dernier, on dispose ainsi de créneaux ayant tous la même largeur et la même amplitude, mais dont la fréquence de répétition est proportionnelle au régime de rotation du moteur. Traités dans un convertisseur fréquence-tension, ces créneaux délivrent une tension continue liée à $\omega$, et qui sort soit à travers un filtre (sortie A), soit directement (sortie B).

La figure 4 donne le synoptique du sous-ensemble 2. Celui-ci reçoit les informations de l'autre capteur de position $E_2$, qu'il met en forme. Un générateur de rampes, et un générateur de fonctions programmés selon une loi établie à la construction à l'aide de résistances ajustables, débitent sur un comparateur. Le générateur de rampes est conditionné par les informations du capteur de dépression, et par celles des capteurs additionnels déjà cités précédemment (température du moteur, par exemple).

A la sortie, on dispose d'impulsions qui sont plus ou moins en avance, selon les valeurs des divers paramètres d'entrée, sur celles provenant directement du capteur $E_2$, et qui correspondent au calage initial.

Le sous-ensemble 3 (fig. 5) calcule le temps de charge de la bobine, et commande sa commutation. Il est muni d'une temporisation, qui évite toute destruction de la bobine lorsque celle-ci est oubliée sous tension (contact établi au tableau de bord) alors que le moteur ne tourne pas.

Le calcul du courant de charge de la bobine repose sur la comparaison entre le signal délivré par un générateur de rampes, et une tension continue proportionnelle à la vitesse de rotation (en provenance de la sortie B du sous-ensemble 1). Le résultat de la comparaison sert à commuter un bistable. On remarquera que, dans cette méthode, la largeur du créneau de courant envoyé dans le primaire de la bobine dépend, à chaque tour du moteur, des mesures effectuées sur le tour qui le précède immédiatement, donc de façon presque instantanée, comparativement aux constantes de temps mécaniques.

Enfin, le sous-ensemble de calcul et de contrôle de l'énergie emmagasinée dans la bobine, comporte un correcteur dynamique à avance de phase, qui autorise un accroissement immédiat d'énergie, lors des accélérations brusques.

– V –

## Les résultats obtenus

Si on compare les tensions d'allumage appliquées aux bougies par le dispositif d'allumage électronique intégral, avec celles d'un allumage classique à bobine et rupteur, les résultats sont particulièrement significatifs, ainsi qu'en témoignent les courbes de la figure 6, correspondant à une tension de batterie de 13,5 V.

Avec l'allumage classique, la tension, voisine de 20 kV aux alentours de 2000 tours/minute, tombe à une dizaine de kilovolts à très bas régime (donc au démarrage, en particulier), et passe même en dessous de cette valeur, dès qu'on franchit le seuil des 4500 tours/minute. Au contraire, l'allumage électronique donne une tension de sortie constante, et supérieure à 30 kV, quel que soit le régime de rotation.

Pour ce qui concerne les variations de l'avance en fonction du régime et de la charge du moteur (donc de la dépression), le diagramme tri-dimensionnel de la figure 7 montre la complexité des résultats atteints.

En ce qui concerne la fiabilité, le constructeur annonce un temps moyen de bon fonctionnement (c'est-à-dire le temps moyen avant que survienne une panne), de 2000 heures au moins. Pour une voiture de catégorie moyenne, et normalement utilisée, cela correspond à plus de 100 000 kilomètres.

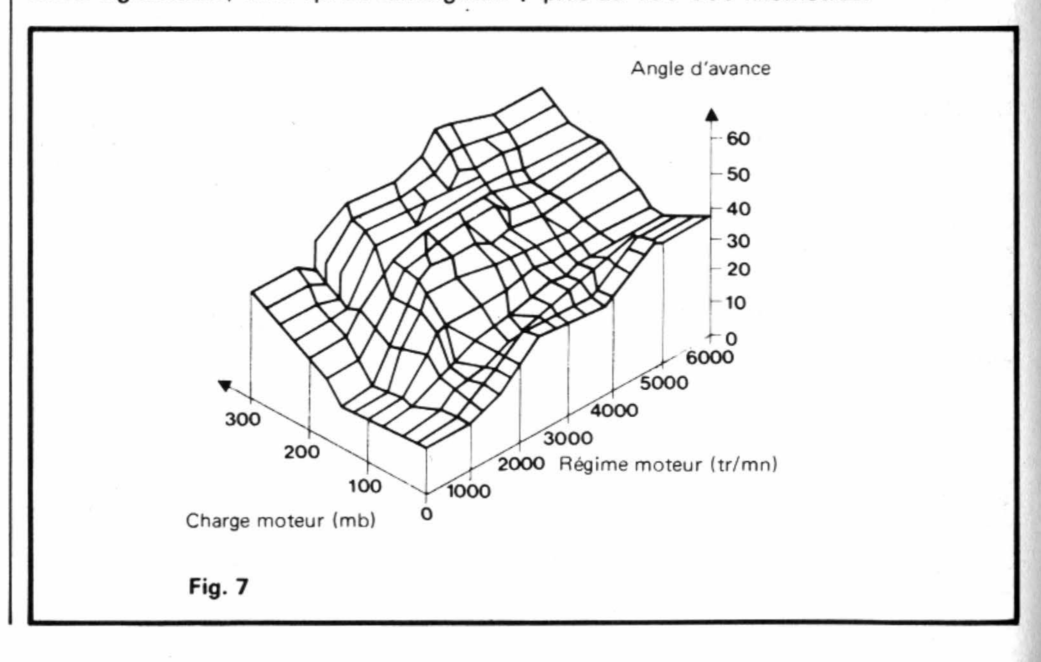


Fig. 7

## – VI –

## L'avenir des capteurs de pression

Bien qu'il s'agisse d'un matériel encore à l'état de développement (l'étude est menée par Thomson-CSF avec le soutien de la DGRST), nous croyons intéressant de signaler le capteur de pression à ondes de surface, qui entre dans sa phase d'industrialisation, et devrait donc un jour faire son apparition sur les voitures de tourisme.

Dans un tel dispositif (fig. 8), des « peignes » émetteur et récepteur, métalliques, sont déposés à la surface d'une mince lame de quartz. Entre les électrodes du peigne émetteur, on applique un signal électrique alternatif, dont la longueur d'onde correspond au pas des électrodes. Il se produit alors, dans la lame de quartz, des ondes de surface (ondes de Rayleigh), qui se propagent vers le peigne récepteur, où elles sont captées.

La vitesse de propagation des ondes, dépend à la fois de la pression et de la température. En associant, sur le même substrat, deux lignes de propagation, dont l'une est placée dans une zone de compression et l'autre dans une zone d'extension, on élimine l'effet de la température, et on peut alors mesurer la pression par une méthode de battements.

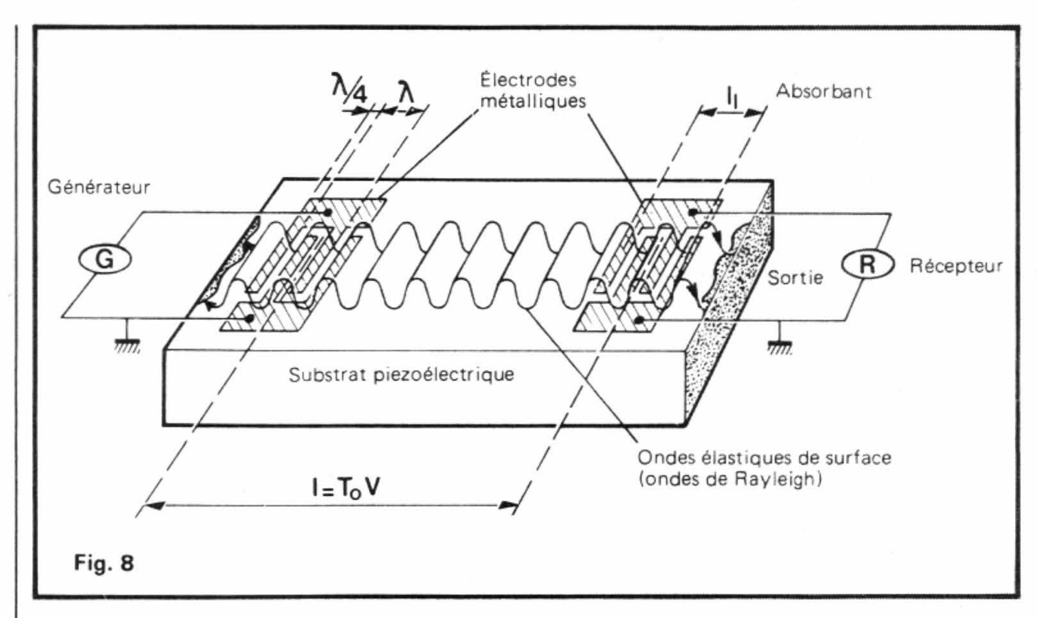


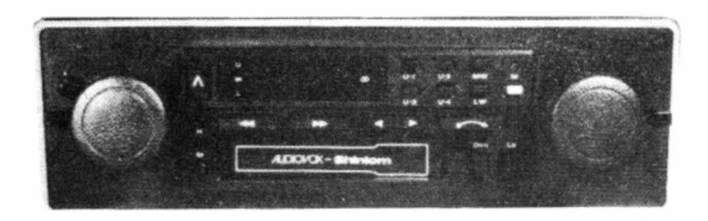
Fig. 8

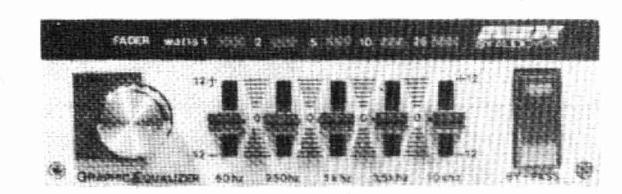
## Conclusion

L'état actuel de la micro-électronique, et de l'électronique de puissance, permet de construire des ensembles d'allumage pour les moteurs à explosion, auxquels nous devons une part importante des diminutions de consommation des véhicules modernes, et de l'augmentation de leur fiabilité. Le dispositif d'allumage électronique intégral Thomson-CSF en constitue un exemple, et nous remercions cette firme d'avoir bien voulu mettre ses documents à notre disposition.

**R. RATEAU**

# Bloc-notes




**GAMME AUDIOVOX**

**L'autoradio AUDIOVOX AX2500**

Autoradio PO-GO-FM stéréo. Lecteur de cassette stéréo. Système réducteur de souffle en lecture de cassette. Commutateur loudness. Puissance : 2 × 7 W (max.).

**L'autoradio AUDIOVOX AX5500**

Autoradio PO-GO-FM stéréo. 5 touches de présélection aux choix. Lecteur de cassette stéréo. Système réducteur de souffle en lecture de cassette. Commutateur loudness. Puissance : 2 × 7 W (max.).

**L'autoradio AUDIOVOX AX6500**

AX6500 autoradio PO-GO-FM stéréo. Recherche électronique des stations. 6 stations préréglables dont 4 en FM. Affichage numérique de l'heure et de la fréquence. Lecteur de cassette stéréo. Avance et retour par touches bloquées. Système autoreverse. Puissance 2 × 14 W maximum.

**Les Boosters AUDIOVOX**

Pour obtenir dans votre voiture une qualité musicale comparable à celle de la Hi-Fi en appartement. Ces boosters sont conçus pour accroître de 5 à 20 fois la puissance de votre autoradio stéréo, et obtenir en voiture une véritable audition Hi-Fi. Très compacts et de dimensions réduites, ils s'installent facilement.

**Le Booster AUDIOVOX AMP500**

Puissance 2 × 20 W.

**Le Booster égaliseur AUDIOVOX AMP550**

Puissance 2 × 25 W. Balance avant-arrière. Egaliseur 5 curseurs.

**Le Booster égaliseur AUDIOVOX AMP575**

Puissance 2 × 25 W. Compact. Balance avant-arrière. Egaliseur à LED 5 curseurs.

**Le Booster égaliseur AUDIOVOX AMP600**

Puissance 2 × 30 W. Balance avant-arrière. Vu-mètre pour contrôle de la puissance. Egaliseur 5 curseurs.

vous aimez les effets spéciaux vous pourrez acquérir une chambre de réverbération ou d'échos...

Et si vous devenez une passionnée de l'enregistrement vous apprécierez un magnétophone à bande et un portable pour enregistrer sur le vif, sonoriser vos diapositives et vos films. Je connais des femmes très expertes en la matière. Le CLEM (Club lyonnais de l'enregistrement magnétique), le Cercle d'Art photographique en compte de nombreuses : ces associations d'amateurs sont prêtes à accueillir toutes nouvelles adhérentes.

Les Français épris de liberté, d'individualisme, alors qu'ils sont contre l'uniforme..., portent tous des jeans ! alors qu'ils aiment leur intérieur personnalisé... ils achètent tous des « rack » noirs !! NON la femme a son mot à dire pour que nous ne devenions pas tous des « moutons de Panurge » puisque de nature, elle a la joie d'être complémentaire de l'homme.

### A propos de décoration

C'est sans doute parce que je suis une femme, que j'attache beaucoup d'importance à ce que la chaîne Haute Fidélité fasse partie intégrante d'un séjour et ne soit pas un élément discragieux rapporté. Mon « hobby » c'est l'architecture : à chaque ouverture ou rénovation de magasin j'ai fait moi-même les plans et dirigé les entrepreneurs alliant le fonctionnel à l'esthétique. Parmi 6 salons d'écoute rue Childebert, j'en ai conçu un comme un appartement, prouvant à la femme « anti-enceintes » qu'il y a toujours un moyen esthétique dans une pièce d'intégrer les enceintes acoustiques même de grandes dimensions. Un autre auditorium est consacré aux mini-chaînes qui sont un progrès considérable en technologie. La miniaturisation de qualité est entrée dans les machines à calculer grâce aux microprocesseurs : c'est logique que la partie électronique de la Haute Fidélité bénéficie de ce progrès dans les chaînes allant jusqu'à 2 × 50 watts. Depuis plusieurs années je fouine beaucoup dans les salons du meuble pour dénicher ou faire exécuter spécialement des petits meubles séduisants, en chêne rustique ; en merisier ou noyer régence, en acajou ou en if anglais ou Louis XVI, en altuglas épais allant aussi bien dans le moderne que dans l'ancien d'époque. De nombreux fabricants de meubles me connaissent bien et souvent je collabore à la sortie de nouveaux modèles en leur donnant dimensions et idées fonctionnelles permettant une bonne ventilation et le bon accès en cas d'intervention technique.

### A propos de musique en direct

Nous avons fait déjà plusieurs expériences dans l'un de nos auditoriums rue Stella, un des plus beaux de France (annexe de notre magasin 18, rue Childebert). Sur invitation, de nombreux clients y ont assisté en présence d'orchestres allant jusqu'à 8 musiciens, à l'écoute directe et à la reproduction immédiate par chaîne haute fidélité en commutant jusqu'à 16 enceintes acoustiques différentes de haut de gamme. A la demande de nos clients désirant acquérir des enceintes de qualité supérieure nous organiserons une telle réunion début septembre avec les modèles qui auront obtenu les meilleures critiques au Festival du Son 1981.

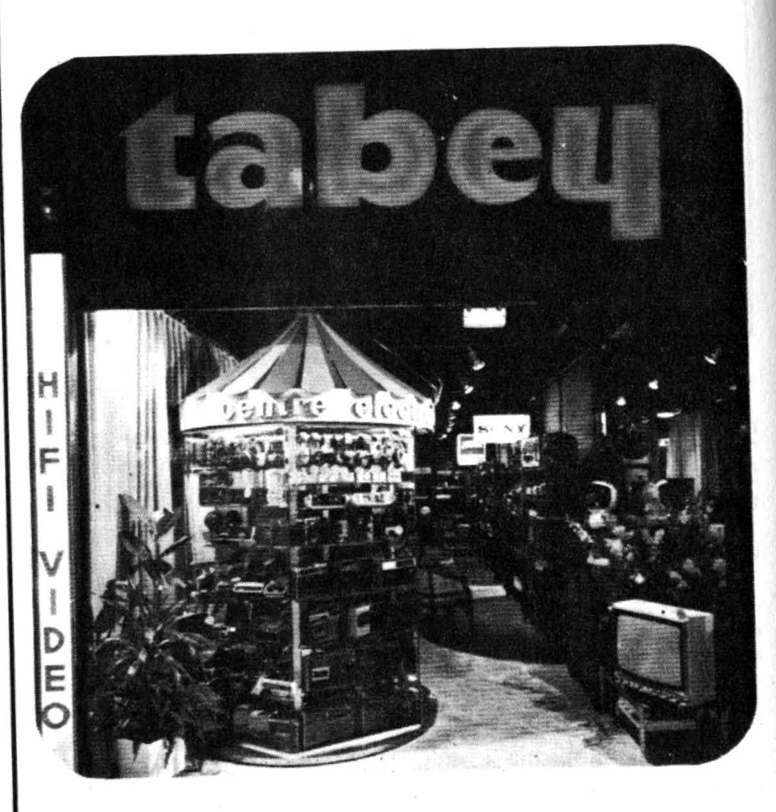
### Travailler en musique chez soi

Que la femme qui travaille au dehors et arrive à la maison pour exécuter les travaux ménagers, ne se sente pas frustrée. Elle peut participer au plaisir de la musique dans sa cuisine avec des mini-enceintes de qualité, en tricotant ou en raccommodant avec un casque léger souvent supérieur aux haut-parleurs, alors que son mari et les enfants se délectent devant un match de foot. C'est une question d'organisation et de volonté de n'être pas celle que l'on tient à l'écart de tous les plaisirs.

Souvent on se creuse bien la tête pour offrir des objets inutiles, alors que les bonnes idées cadeaux pour les possesseurs de chaînes haute-fidélité sont nombreuses... un casque, à partir de 150 F et jusqu'à 2 000 F, des cassettes vierges, un micro pour enregistrer la voix de ceux qu'on aime ou le virtuose de la famille, et tous les accessoires qui permettent l'entretien des disques, des diamants, et des magnétophones...

Alors grâce à un équipement correct, bien étudié en fonction de vos exigeances personnelles, que la musique soit dans votre maison et vous procure la joie, l'évasion et la détente. ■

## LE CENTRE ELECTRONIQUE TABEY A LYON




Bien connue dans la région Rhône Alpes puisque créée en 1921, la société Tabey s'agrandit et annonce le transfert de ses services techniques et de la division matériel professionnel au 342 de la rue Garibaldi dans de très vastes locaux (1 500 m²), disposants de 20 places de parking. De plus, depuis le 1er janvier 1981, le centre électronique Tabey est devenu officiellement station technique Sony pour la région Rhône Alpes, il est donc ouvert aux revendeurs de la région mais aussi aux particuliers, c'est aussi à cet endroit que nos lecteurs pourront se procurer les pièces détachées nécessaires à leurs réalisations, les livres techniques et les appareils en Kit.

Enfin, la société Tabey annonce l'ouverture dans ces locaux d'un département « Cash and Carry » sur le matériel HiFi à des prix discount pour des fins de série sur des appareils neufs de grandes marques (Sony – Toshiba – Garrard, 3A etc.) on règle en espèce et on emporte les appareils dans leur carton. Quelques exemples : un amplificateur 2 × 50 W Sony à partir de 900 F. Une platine Garrard MK6 à partir de 295 F deux enceintes acoustiques 3A à partir de 980 F. Souhaitons, à cette nouvelle formule de vente, le même succès en France que celui qu'elle a obtenu aux USA.

En résumé : au 342 de la rue Garibaldi se trouve la division professionnelle. Vidéo Pro et vidéo de surveillance (Sony, Panasonic, Sanyo etc.) la division Sonorisation (Merlaud 3M) les alarmes électroniques (Portenseigne). La librairie technique – Les kits électroniques – Les pièces détachées – Le service après vente. La station technique Sony et la division Cash and Carry.

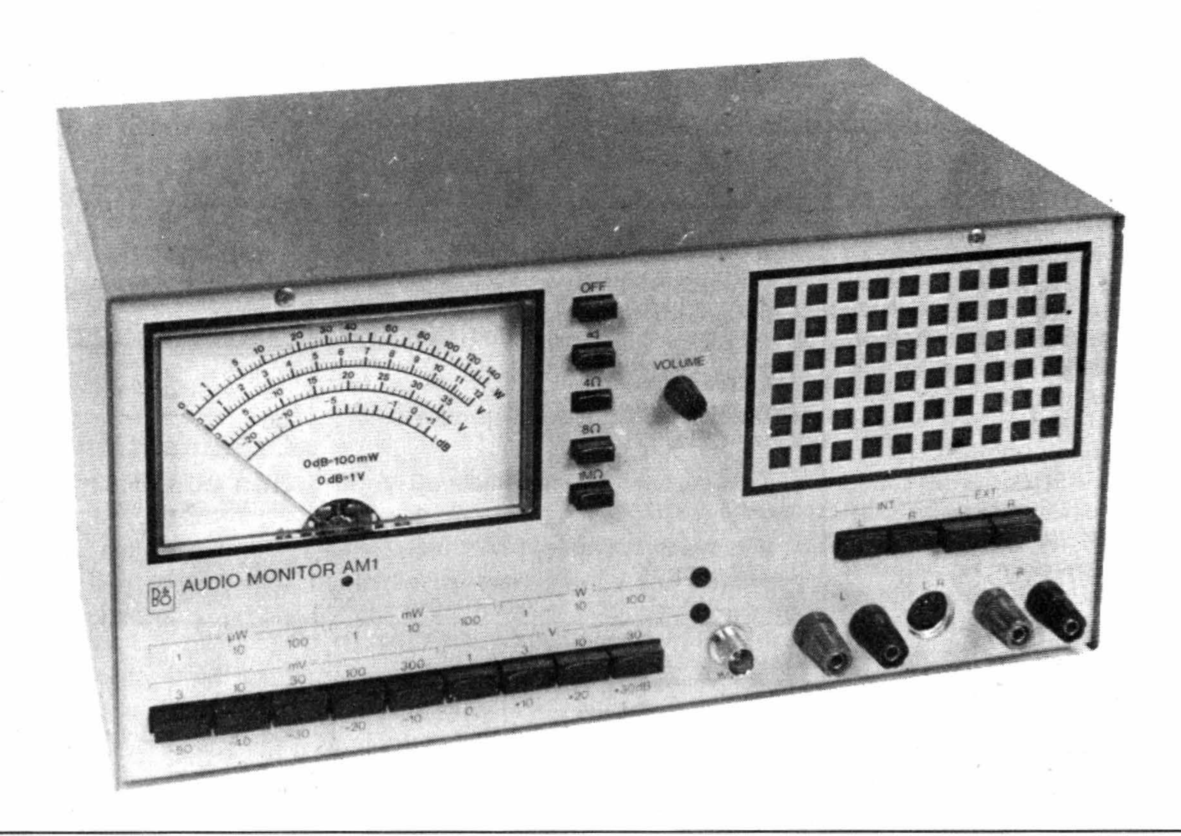
Au 18 de la rue Childebert – Six auditoriums Hi-Fi dont un réservé au matériel de prestige – Les portables et la vidéo grand public.

Dans le magasin du centre commercial de la part Dieu, au deuxième niveau : Hi-FI – Vidéo – Portables – C.B.

Enfin au 15, rue Bugeaud – Télévision – Vidéo et chaînes Hi-Fi compactes.

# BANG & OLUFSEN

# AUDIO MONITOR A.M.1




**DANS le domaine de la haute fidélité, la réputation de Bang et Olufsen n'est plus à faire : depuis maintenant 55 ans que la firme existe, elle a su affirmer la qualité de ses fabrications, d'ailleurs servies par une esthétique très personnelle, à l'élégance sobre et raffinée.**

**En 1959, le constructeur danois décidait de s'attaquer au matériel de mesure. Vingt ans de recherches dans cette voie, ont donné naissance à une gamme de matériels de haute précision, dans laquelle s'insère l'Audio Monitor AM1, objet de la présente étude. Cet appareil nous a été confié par les établissements TEKELEC, qui en assurent l'importation.**

— I —

## Qu'est-ce que L'Audio Monitor AM1 ?

Il s'agit d'un appareil de mesures multifonctions, spécifiquement destiné aux applications en basse fréquence. Il comporte d'abord un wattmètre, prévu d'origine pour des charges de 4 Ω ou de 8 Ω (des mesures sont également possibles pour 2 Ω et 16 Ω, mais seulement en monophonie), et un volmètre alternatif étalonné en valeurs efficaces, pour des tensions sinusoïdales.

En plus, le Monitor AM1 englobe un amplificateur de laboratoire à large bande, à gain variable et étalonné. Enfin, un amplificateur incorporé attaque, avec une puissance maximale de 450 mW, un haut-parleur interne : il s'agit là d'un simple contrôle auditif, pour lequel la haute fidélité n'a pas été recherchée.

— II —

## Résumé des caractéristiques principales

Nous ne pouvons, ici, énumérer l'ensemble des caractéristiques, qui occu-

Fig. 1

pent deux pages, en grand format, de la notice d'utilisation. La nécessaire sélection opérée, vise à mettre en évidence l'essentiel des possibilités offertes, pour chacune des fonctions.

### Wattmètre

– Les mesures s'effectuent sur 9 gammes, en progression selon les puissances successives de 10. La lecture « 0 dB » est obtenue pour 1 µW sur la gamme la plus sensible, et pour 100 W sur la dernière gamme, avec un affichage possible jusqu'à 140 W (extrémité de l'échelle).

– A 1 kHz, la précision atteint ± 0,3 dB de la déviation « 0 dB » sur le galvanomètre.

– L'erreur ne dépasse pas ± 0,2 dB de 10 Hz à 200 kHz (± 1 dB de 4 Hz à 500 kHz).

– L'appareil travaille en stéréophonie (canaux commutables par poussoirs) avec des charges de 2 × 4 Ω ou 2 × 8 Ω, dont l'inductance série vaut approximativement 1,8 µH (sur 4 Ω) et 2,7 µH (sur 8 Ω).

### Voltmètre

– Mesures en 9 gammes, de 3,16.mV à 31,6 V pour la déviation « 0 dB » (37 V à pleine échelle).

– A 1 kHz, la précision atteint ± 0,3 dB à pleine échelle, et les fluctuations ne dépassent pas ± 0,2 dB entre 10 Hz et 200 kHz.

– L'impédance d'entrée est équivalente à 1 MΩ, en parallèle sur 50 pF.

### Amplificateur de laboratoire

– Il fournit un gain réglable de – 30 dB à + 50 dB, en 9 pas.

– La précision atteint ± 0,3 dB à 1 kHz (fluctuations de + 0,5 ou – 1 dB entre 2 Hz et 250 kHz).

– Tension de sortie maximale : 2 V efficaces à 1 kHz.

– Impédance d'entrée 1 MΩ, impédance de sortie 75 Ω.

– Distorsion inférieure à 0,1 % pour le 1er et le 2e harmonique, à 1 kHz.

## – III –

## Organisation des commandes

A l'exception d'une prise pour une charge externe éventuelle (les mesures

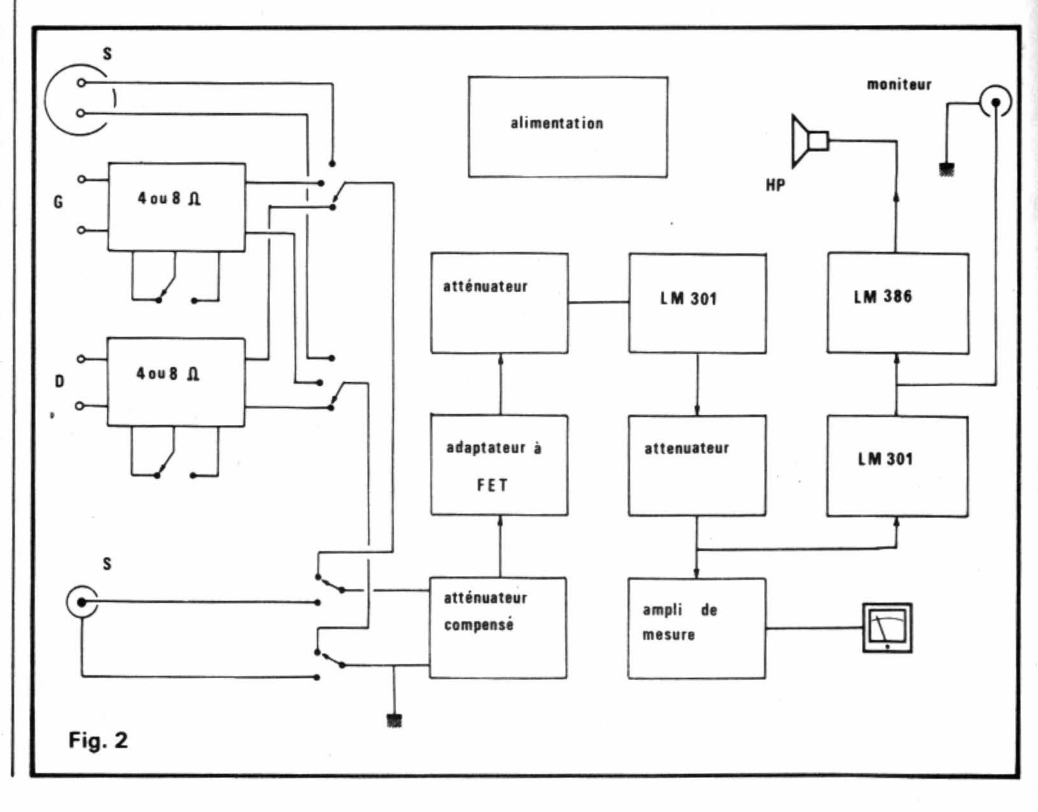


Fig. 2

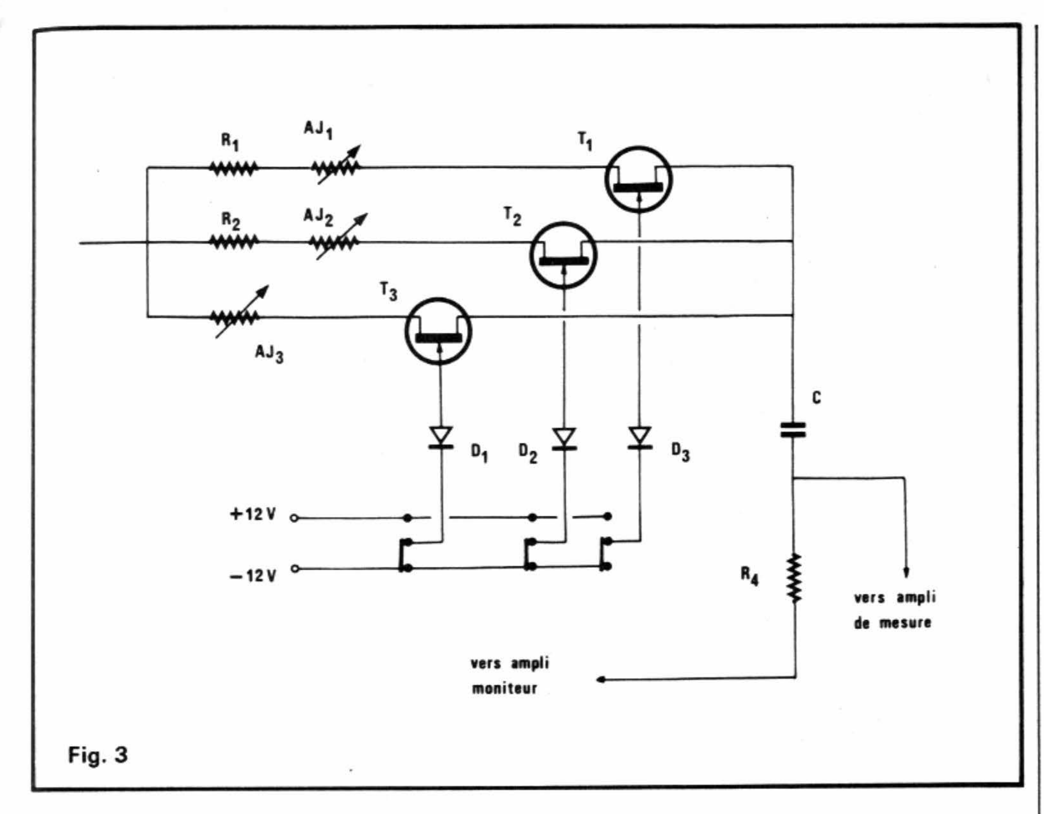


Fig. 3

peuvent alors s'étendre jusqu'à 2 × 1 000 W), d'une sortie « moniteur » et du fusible de protection de l'électronique interne, toutes les commandes sont rassemblées sur la façade avant.
Comme le montre la figure 1, l'emploi est rendu très simple par l'utilisation presque exclusive de sélecteurs à poussoirs (seule, la commande de volume de l'amplificateur témoin fait appel à un potentiomètre). On reconnaît alors :

1 - Le large galvanomètre d'affichage des mesures, avec une échelle « wattmètre », deux échelles « voltmètre », et une échelle « db ».

2 - La grille de protection du haut-parleur incorporé.

3 - La série des 9 poussoirs de sélection des gammes.

4 - L'interrupteur général de mise sous tension.

5 - L'interrupteur de mise en service du haut-parleur interne.

6 et 7 - Les poussoirs de sélection de la fonction « wattmètre », avec des charges de 4 Ω ou de 8 Ω.

8 - Le poussoir de sélection de la fontion « voltmètre ».

9 et 10 - Ces deux diodes électroluminescentes visualisent la fonction en service, donc l'échelle de lecture des poussoirs de gammes.

11 et 12 - Les bornes d'entrée du wattmètre, respectivement pour les canaux gauche et droite.

13 - Une entrée commune pour les mesures en monophonie (canaux en parallèle).

14 - L'entrée « voltmètre », sur borne coaxiale.

15 - Les poussoirs de sélection du canal en service, qui permettent aussi la connexion sur une charge extérieure.

16 - Le potentiomètre de volume de l'amplificateur témoin incorporé.

## – IV –

## Etude du schéma

Nous ne reproduisons pas le schéma intégral du Monitor AM1, assez chargé en raison des nombreuses commutations. Le synoptique de la figure 2 illustre l'organisation générale des circuits internes.

Dans l'utilisation en wattmètre, les commutateurs de charges permettent de réaliser diverses combinaisons série ou parallèle de résistances de puissance incorporées à l'appareil, ou le raccordement à une charge externe branchée sur la prise $S_1$. Le passage sur la position « 1 MΩ » met en service l'entrée voltmètre $S_2$.

Un premier atténuateur compensé en fréquence, donne les rapports 1 (transmission directe) et 1 000/3,16. Il attaque un étage adaptateur d'impédance, construit autour d'un transistor à effet de champ monté en drain commun. Cette disposition donne une faible impédance de sortie, et permet d'obtenir les autres rapports intermédiaires à l'aide d'un simple atténuateur résistif, sans condensateurs de compensation en fréquence.

L'amplificateur alternatif qui fait suite à ce deuxième atténuateur, utilise un circuit intégré de type LM301, dont la compensation est optimisée par un condensateur ajustable.

Un dernier étage d'atténuation, couplé aux poussoirs de sélection 4 Ω, 8 Ω ou 1 MΩ, introduit un rapport de division variable en fonction de ces positions, ce qui permet la lecture sur une échelle unique quelle que soit la résistance de charge, et sert à calibrer l'appareil au moment de sa mise au point. Cet atténuateur, comme le montre la figure 3, présente l'originalité d'utiliser des transistors à effet de champ travaillant en commutation. Les états « conducteur » ou « bloqué », dépendent de la tension continue appliquée sur la porte, et qui

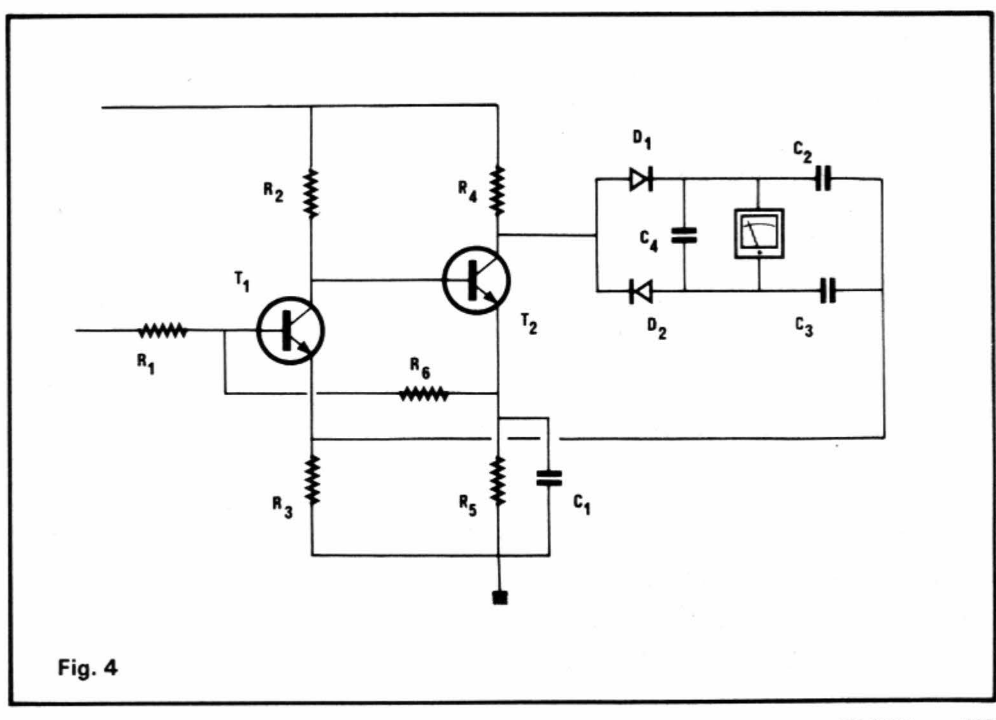


Fig. 4

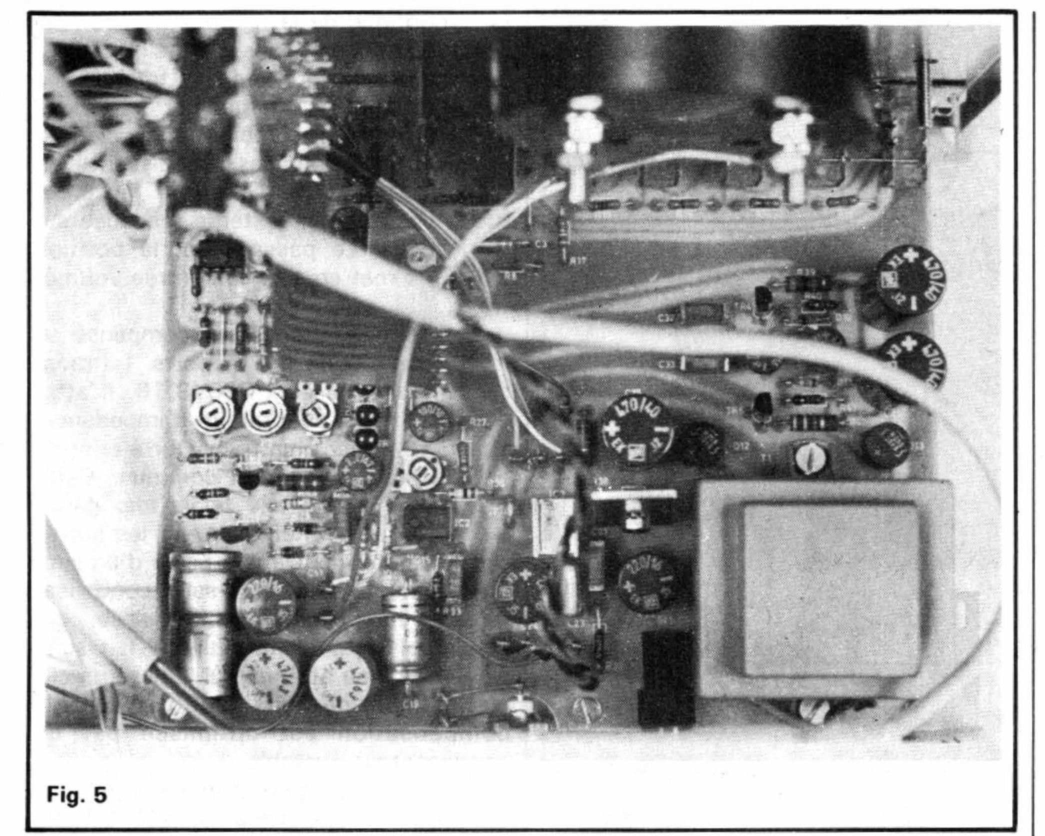


Fig. 5

peut prendre les valeurs + 12 V, ou − 12 V.

On trouve ensuite l'amplificateur de mesure, qui fait appel à deux transistors, et insère classiquement le voltmètre et le redresseur dans la boucle de contre-réaction (fig. 4), afin de linéariser l'échelle.

La sortie « moniteur » est précédée d'un amplificateur opérationnel, lui aussi de type LM301. Enfin, le haut-parleur interne est attaqué par un dernier amplificateur audio, en circuit intégré LM386.

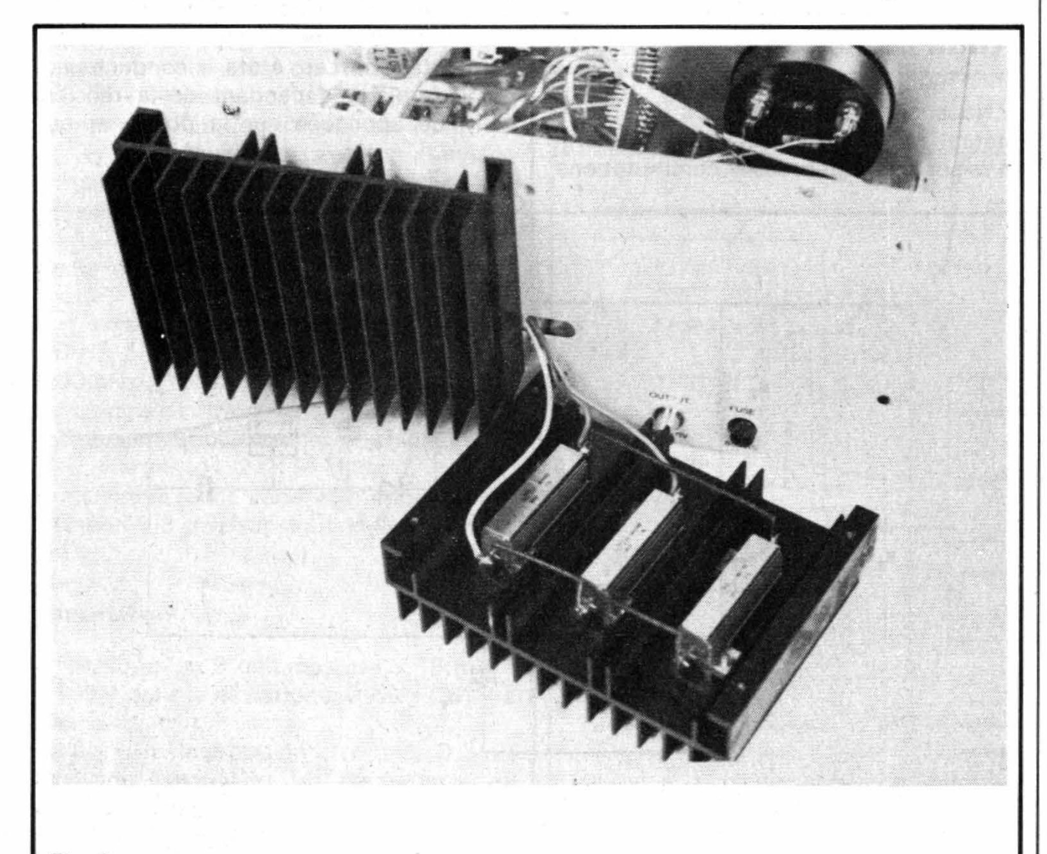


Fig. 6

L'ensemble, évidemment, est complété par une alimentation stabilisée délivrant le + 12 V et le − 12 V requis pour les divers circuits.

– V –

## Coup d'œil sur l'intérieur

La photographie de la figure 5 montre le grand circuit imprimé, au câblage très aéré, et où une sérigraphie claire identifie tous les composants.

Compte tenu de la puissance maximale dissipable (100 W en permanence par canal, et 140 W pour une durée de 5 mn), les résistances de charge nécessitent un refroidissement très efficace. Comme le montre la figure 6, elles sont plaquées contre de volumineux radiateurs à ailettes, vissés contre la face arrière de l'appareil. Remarquons d'ailleurs qu'il s'agit de résistances vitrifiées, elles-mêmes serties dans un petit radiateur, et qui acceptent de travailler à des températures élevées.

## Nos conclusions

Longtemps, les mesures sur les appareils de sonorisation ont été considérées comme l'apanage des constructeurs. Cette ère nous paraît en passe de disparaître, et nous ne pouvons que nous en féliciter.

En effet, il semble difficile de continuer à vendre, à des clients qui investissent des milliers, voire parfois des dizaines de milliers de francs, des chaînes haute fidélité dont les performances ne lui sont garanties que sur le papier. Dans le domaine de la photographie, nombre de revendeurs ont compris la nécessité d'investir dans des appareils de contrôle sérieux : nous ne doutons pas que la même évolution atteindra la « Hi-Fi ».

Dans cette optique, l'Audio Monitor AM1 constitue l'un des meilleurs d'un banc de test efficace. Il garde aussi sa place, bien sûr, dans les ateliers de maintenance, et sur les chaînes de fabrication.

**R. RATEAU**

# Réalisez un mini ordinateur domestique

# UTILISATION DU DOS

**AINSI que nous l'avons annoncé le mois dernier, nous allons entreprendre aujourd'hui l'étude des commandes du DOS. Cette étude va comprendre deux parties ; la première, traitée ci-après, dont le but va être de décrire les commandes et leur utilisation ; la deuxième, traitée ultérieurement, dont le rôle sera de décrire en détail le fonctionnement interne du DOS ainsi que celui de ses sous-programmes utilisables afin que vous puissiez vous-mêmes, par la suite, créer vos propres commandes DOS ; ce qui, comme vous le constaterez est très simple.**

**Entrons immédiatement dans le vif du sujet avec quelques conseils.**

## Généralités

Avant de commencer à utiliser le DOS ; assurez vous que vous avez bien mis en place TAFLOP et que toutes ses commandes fonctionnent comme celles de TAVBUG. Assurez-vous aussi, dans le cas de la carte CPUMON que vous avez bien remplacé la PROM de décodage d'adresses par celle qui était jointe à votre disquette ; si vous travaillez avec ICAH, assurez-vous que cette carte a bien été enlevée de sur le BUS ; la RAM 6810 qui s'y trouvait étant devenue inutile puisque remplacée par le bloc de 16 K placé entre A000 et BFFF utilisé par le DOS. Si cela est fait ; allez-y mais, au début, n'enlevez pas le cache métallisé qui protège l'encoche de protection d'écriture de votre disquette ; une fausse manœuvre étant vite faite !

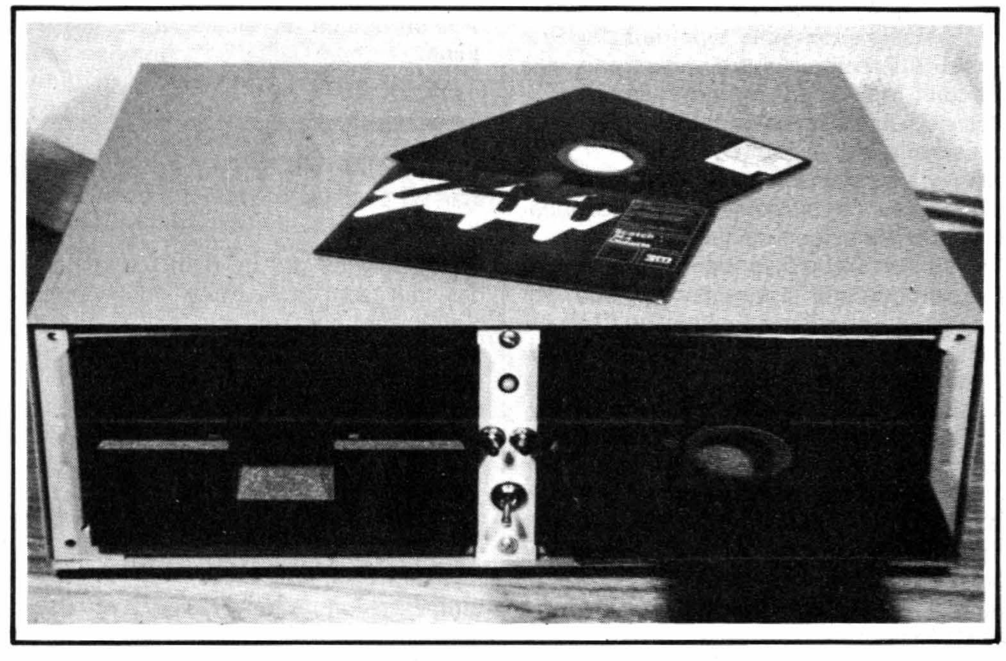
## La disquette système

C'est celle que vous avez reçue ; la première opération à réaliser va consister à dupliquer celle-ci afin de prévenir tout accident ; cette duplication va faire appel à la commande Newdisk décrite plus avant ; nous vous conseillons donc de lire les lignes qui suivent sans utiliser la disquette et, lorsque vous aurez une bonne vue d'ensemble du DOS et que vous aurez lu la commande NEWDISK, de procéder à la duplication de votre disquette comme indiqué dans un dernier paragraphe de cet article.

Sachez aussi que, sauf indication contraire de votre part, la disquette que vous recevez est double face et peut travailler avec un ou deux « drives » sans modification. Le passage à trois « drives » sera décrit ultérieurement et sera réalisable par tout un chacun très facilement.

## Le lancement du DOS

Nous l'avons vu le mois dernier aussi ne ferons nous qu'un bref rappel ; mettez les « drives » sous tension, puis le mini ; faites un RESET ; introduisez la disquette



dans le « drive » 0 (revoir éventuellement les straps que vous avez mis en place sur vos « drives ») ; attendez une vingtaine de secondes puis frappez X ; le voyant du « drive » s'allume et au bout de quelques secondes le message TAVDOS 6800 U1 apparaît, suivi de l'appel de la date ; répondez selon le format indiqué (par exemple : 01, 15, 81 suivi par un retour chariot pour 15 janvier 1981) ; une certaine activité doit alors avoir lieu sur le disque et au bout de quelques secondes, les trois signes + qui sont les caractères d'appel du DOS doivent apparaître.

Si vous n'avez pas assez attendu après le RESET ; il se peut que la commande X reste sans effet (le « drive » se met en marche mais plus rien ne se passe) ; dans ce cas faites un nouveau RESET et soyez un peu plus patient avant de frapper X.

## Les noms de fichiers

Les seuls éléments dont vous devez avoir connaissance sur un disque sont les noms des fichiers ; leurs emplacements sur la disquette vous seront très souvent inconnus car ils sont gérés par le DOS lors des opérations de création ou d'effacement de fichiers.

Un nom de fichier commence impérativement par une lettre entre A et Z suivi par 0 à 7 caractères pouvant être des lettres majuscules ou minuscules, des chiffres de 0 à 9 ou un tiret. Un nom de fichier comporte donc de 1 à 8 caractères.

Tous les noms de fichiers comportent impérativement un suffixe ou extension constitué de trois lettres majuscules. Ce suffixe sert à définir le type de fichier (on peut l'utiliser pour autre chose mais cela conduit rapidement à rendre les répertoires de fichiers inexploitables). Nous y reviendrons par la suite ; mais précisons qu'il y a quatre grands types de fichiers : ceux avec l'extension TXT qui contiennent du texte (quel qu'il soit) ; ceux avec l'extension BIN qui contiennent du binaire (un programme après assemblage par exemple) ; ceux avec l'extension CMD qui sont des commandes du DOS et ceux avec l'extension SYS qui sont utilisés par des commandes du DOS.

L'extension ou suffixe est séparée du nom de fichier proprement dit par un point ; ainsi un nom de fichier sera par exemple TOTO. TXT si c'est du texte (source d'un programme par exemple) ; ce fichier s'appellera ensuite TOTO.BIN après assemblage puisqu'il sera devenu du binaire... etc.

Une remarque ; l'extension ou suffixe est toujours placée après le nom du fichier.

Enfin, un dernier élément est nécessaire pour identifier complètement un fichier ; c'est le numéro du « drive » sur lequel il se trouve ; ce numéro est placé avant le nom du fichier ou après le suffixe ; dans les deux cas, il est séparé de l'ensemble nom + suffixe par un point ; ainsi :

– 0.TOTO.TXT désigne un fichier texte sur le « drive » 0.

– PROG.BIN.1 désigne un fichier binaire sur le « drive » 1.

Ces définitions très précises des noms de fichier sont un peu lourdes ; aussi verrons nous que la plupart des commandes dispensent du numéro du « drive » et de l'extension lorsque ceux-ci peuvent être déterminés par le DOS.

## L'entrée des commandes

Lorsque les trois signes + sont visibles une commande peut être frappée ; le DOS prend celle-ci en compte après la frappe du retour chariot. Tant que cela n'a pas eu lieu, il est possible de corriger les fautes de frappe avec un CNTRL H (le curseur fait alors marche arrière sous réserve que cela n'ait pas été modifié avec la commande TTYSET décrite plus avant) ; la ligne complète pouvant être effacée avec un CNTRL X ; le DOS répond, dans ce cas, par ??? et attend alors une nouvelle commande.

Si la commande frappée n'existe pas ; le DOS répond « NOT FOUND » (mot à mot « pas trouvé » ).

Une commande peut être constituée d'un seul mot, ou, plus souvent, d'un mot suivi d'un ou plusieurs noms de fichiers.

## Les commandes résidentes

On désigne par ce nom les commandes qui sont résidentes en mémoire ; c'est-à-dire que, une fois le DOS chargé ; elles peuvent être lancées sans que le disque système soit présent dans le « drive » ; ces commandes ont volontairement été réduites au strict minimum. Elles sont deux :

– MON qui rend la main au moniteur TAFLOP. Le retour sous contrôle du DOS se fait ensuite en frappant Y si la mémoire du DOS n'a pas été utilisée entre temps ; sinon ; il faut utiliser X et recharger complètement le DOS.

– GET suivi d'un nom de fichier binaire, qui permet de charger en mémoire celui-ci.

Toutes les autres commandes se trouvent sur le disque système.

## Syntaxe des commandes

Lors de la frappe d'une commande quelconque, et si celle-ci fait appel a des noms de fichiers, les noms peuvent être séparés de la commande et les uns des autres par un espace ou une virgule ; le DOS comprend dans les deux cas ; aussi utiliserons-nous indifféremment l'un ou l'autre de ces séparateurs.

Par ailleurs, un certain nombre de messages d'erreurs peuvent apparaître lors de la frappe des commandes ; erreurs dont l'origine se situe au niveau de l'appel de la commande et non de son exécution (ce cas étant ensuite traité au niveau de chaque commande). Ces messages sont les suivants :

– « NO SUCH FILE » ; signifie que le ou les noms de fichiers spécifiés après la commande n'ont pu être trouvés sur le disque.

– « ILLEGAL FILE NAME » ; indique une erreur dans un nom de fichier (revoir ci avant les contraintes au sujet de la définition de ces noms) ou l'absence d'un nom de fichier après une commande pour laquelle cela était indispensable.

– « FILE EXISTS » ; indique que le fichier que vous essayez de créer au moyen de votre commande existe déjà sur le disque.

– « SYNTAX ERROR » ; indique généralement une erreur dans les règles d'utilisation d'une commande particulière au niveau de la syntaxe.

En plus des caractères CNTRL H et CNTRL X vus-ci avant, il faut savoir que, à tout instant, une sortie d'information sur le terminal peut être interrompue en frappant la touche ESC (escape) ; à ce moment là, deux cas se présentent : vous désirez continuer la sortie, auquel cas vous frappez à nouveau ESC ; vous souhaitez terminer la commande auquel cas, vous frappez retour chariot. Le caractère ESC peut être redéfini au moyen de la commande TTYSET. Nous allons entreprendre la description des commandes par ordre alphabétique ce qui facilitera vos recherches ultérieures.

## APPEND

Cette commande est utilisée pour regrouper plusieurs fichiers en un seul ; elle peut travailler sur du texte ou du binaire

étant entendu que, seuls des fichiers du même type doivent être groupés en un seul, tout autre groupement mixte serait insensé.

Les fichiers originaux utilisés par cette commande restent intacts et non modifiés ; si un ou plusieurs fichiers binaires avaient une adresse de transfert (voir plus loin), c'est celle du dernier fichier de la liste qui sera utilisée.

La syntaxe est la suivante : APPEND, FICHIER 1, FICHIER 2, FICHIER N ; cela regroupera sous le nom FICHIER N le contenu de tous les fichiers précédents. Si les extensions ne sont pas précisées, elles sont prises comme étant TXT ; si une extension est spécifiée pour le premier fichier de la liste, elle est prise par défaut pour tous les autres noms de la liste.

Si le fichier final existe déjà sur le disque ; le message « MAY THE EXISTING FILE BE DELETED ? » sera imprimé ; si vous autorisez sa destruction frappez Y (pour yes) et APPEND continuera ; si vous frappez N pour non, APPEND ne s'exécutera pas.

Le « drive » utilisé par défaut est le « drive » de travail (voir plus avant).

Exemple d'utilisation : APPEND CHAPITRE 1, CHAPITRE 2, CHAPITRE 3, LIVRE groupera les fichiers CHAPITRE 1 à CHAPITRE 3 sous le nom de fichier livre à tous ces fichiers ayant une extension TXT et se trouvant sur le « drive » de travail ; un autre axemple ; APPEND !. FICHIER 1. BIN, 0. FICHIER 2. BIN, FICHIER 3, regroupera FICHIER 1 du « drive » 1 avec FICHIER 2 du « drive » 0 sous le nom FICHIER 3. BIN (extension prise par défaut) qui sera placé sur le « drive » de travail.

## ASN

Cette commande est utilisée pour affecter un numéro au « drive » système et un numéro au « drive » de travail afin de ne pas avoir à frapper pour chaque nom de fichier le numéro du « drive ». Le DOS considère en effet qu'il existe deux sortes de « drives » ; le système (appelé S) sur lequel résident toutes les commandes du DOS, et le travail (appelé W de l'anglais work) sur lequel se trouvent tous les fichiers sur lesquels on travaille.

Les lecteurs n'ayant qu'un « drive » peuvent ignorer cette commande.

Lors du lancement du DOS, les deux « drives » sont initialisés à 0 ce qui permet ainsi de frapper les commandes sans numéro de « drive ». Le fait d'assigner au système un numéro de « drive » fera systématiquement chercher au DOS la commande frappée sur le « drive » du numéro indiqué ; de même, le fait d'avoir indiqué un numéro de « drive » de travail fera systématiquement chercher et placer les fichiers manipulés sur ce « drive » ; ainsi si (cas général des possesseurs de deux « drives » ) S = 0 et W = 1 ; APPEND FICHIER 1, FICHIER 2, FICHIER 3 fera chercher la commande APPEND sur le « drive » 0 et les trois fichiers indiqués sur le « drive » 1.

La syntaxe est la suivante ASN, S = X, W = Y ou X et Y représentent respectivement les numéros des « drives » système et travail. Si un A est frappé à la place de X et (ou) Y, le DOS se place en mode de recherche automatique ; c'est-à-dire qu'il passera en revue tous les « drives » jusqu'à ce qu'il trouve les noms de fichiers utilisés. Le fait de frapper ASN tout seul fait imprimer l'état de l'affectation des « drives ». La définition des deux « drives » n'est pas obligatoire ; ainsi dans 99,9 % des cas ferez vous, après le chargement du DOS : ASN W = 1, votre disquette système restant alors en 0 et l'affectation S = 0 n'étant pas à faire puisqu'automatiquement réalisée à la mise sous tension.

## BUILD

Cette commande, d'utilisation peu fréquente, permet de créer très rapidement un fichier texte sans faire appel à l'éditeur ; elle ne possède pas les possibilités d'édition de ce dernier et doit donc être réservée à la création de fichiers très courts tels ceux utilisés par une commande STARTUP ou EXEC par exemple.

La syntaxe est BUILD FICHIER ; l'extension prise par défaut étant TXT et le « drive » celui de travail. Si le fichier existe déjà la question « MAY THE EXISTING FILE BE DELETED ? » sera posée ; un Y détruira ce fichier et autorisera le fonctionnement de BUILD, tandis qu'un N terminera prématurément cette commande.

Après le lancement de BUILD, le terminal imprime un signe = en début de chaque ligne ; il faut alors frapper le texte désiré suivi par un retour chariot en fin de chaque ligne. Les caractères CNTRL H et CNTRL X sont actifs au sein d'une ligne. Pour terminer la commande ; frappez un dièse (# produit par un SHIFT 3 sur la plupart des claviers) suivi d'un retour chariot ; le fichier ainsi réalisé est alors placé sur disque.

## CAT

Cette commande permet de connaître à tout instant la liste des fichiers contenus sur un disque ainsi que leur taille (en nombre de secteurs) et leurs protections éventuelles.

La syntaxe est très simple ; CAT fait afficher le répertoire des fichiers de la disquette de travail selon le format donné figure 1. CAT X où X est un numéro de « drive » fait afficher le répertoire des fichiers du « drive » indiqué ; tandis que par exemple CAT. TXT fait afficher la liste de tous les fichiers munis de l'extension TXT du « drive » de travail tandis que (toujours par exemple) CAT LO ferait afficher la liste de tous les fichiers dont le nom commence par LO sur le « drive » de travail.

Un autre exemple ; CAT 0, 1, . TXT, . BIN ferait lister les noms de tous les fichiers d'extension TXT et BIN des « drives » 0 et 1.

La présentation de cette liste, visible figure 1, comporte :

– le nom du fichier et son extension,
– la taille du fichier en nombre de secteurs,
– la protection associée au fichier (voir la commande PROT),
– en fin de liste une indication du nombre de secteurs encore disponibles sur la disquette.

## COPY et COPYSD

Ces deux commandes ont un rôle identique ; la première (Copy) est à utiliser par les heureux possesseurs de plus d'un « drive » ; la seconde (Copysd) est à utiliser par ceux qui ne possèdent qu'un « drive » ; nous allons commencer la description par Copy en demandant aux utilisateurs de Copysd de lire celle-ci car nous ne décrirons ensuite dans Copysd que les différences avec Copy.

Le but de ces commandes est la copie d'un ou plusieurs fichiers d'un « drive » sur un autre en conservant ou en changeant le nom des fichiers ainsi copiés.

La syntaxe est triple selon la fonction désirée :

– COPY, FICHIER 1, FICHIER 2 copie FICHIER 1 en FICHIER 2 étant entendu que ces noms doivent avoir été spécifiés au complet (numéro de « drive », nom, extension) ; si la copie a lieu sur le même « drive » ; les noms doivent être différents. L'extension de FICHIER 2, si elle n'est pas spécifiée, est prise identique à celle de FICHIER 1.
– COPY, FICHIER, NUMERO DE « DRIVE » copie FICHIER (dont le nom a du être spécifié au complet) sur le « drive » indiqué sans en changer ni le nom, ni l'extension ; par exemple : COPY 0. TOTO. TXT, 1 créera le fichier 1. TOTO. TXT image de 0. TOTO. TXT.
– COPY, numéro de « drive », numéro de « drive, liste de fichiers », aura pour effet de copier du premier « drive » spéci-

fié sur le second toute la liste de fichiers qui suit. Les régles qui s'appliquent à cette liste de fichiers sont identiques à celles de la commande CAT ; ainsi si seules des extensions sont indiquées comme noms, tous les fichiers de même extension seront copiés. Si le fichier à copier existe déjà sur le « drive » destination, la question « FILE EXISTS DELETE ORIGINAL ? » est posée par le DOS, toute autre réponse que Y pour OUI n'autorise pas la copie du fichier concerné mais autorise la suite de l'exploration de la liste.

Quelques exemples vont vous aider un peu :
– COPY 0. PROGRAMME. BIN, 1.TOTO copiera le fichier binaire PROGRAMME du « drive » 0 sur le « drive » 1 en lui donnant le nom TOTO, l'extension prise par défaut étant BIN.
– COPY 0.PROGRAMME. BIN, 1 fera la même opération que ci-avant mais en conservant le même nom de fichier sur le « drive » 1.
– COPY 1, 0, .CMD, . TXT copiera du « drive » 1 au « drive » 0 tous les fichiers d'extension CMD et TXT.
– Attention ! la commande COPY 1, 0, C.T copie tous les fichiers dont le nom commence par C et dont l'extension commence par T de 1 sur 0.

La commande Copysd doit être utilisée par les possesseurs d'un seul « drive » ; elle permet de copier des fichiers d'une disquette quelconque (donc pas forcément à partir de la disquette système) sur une disquette quelconque. La syntaxe ne présente que deux formes :
– COPYSD, liste de fichiers ; ou liste de fichiers suit les règles indiquées ci-avant pour la commande COPY.
– COPYSD * qui copie tous les fichiers de la première disquette sur la deuxième.

Après avoir frappé cette commande ; le message « MOUNT FIRST DISKETTE » apparait ; il faut alors mettre en place la disquette contenant les fichiers à recopier puis frapper n'importe quel caractère sauf un A pour indiquer que la disquette est en place ; après quelque activité, le message « MOUNT SECOND DISKETTE » apparait ; il faut alors mettre la disquette sur laquelle seront recopiés les fichiers en place et frapper un caractère quelconque sauf un A pour indiquer que c'est fait.

Compte tenu du nombre de fichiers à copier et de la taille mémoire disponible ; ces messages peuvent apparaître plusieurs fois ; il faut les respecter.

Le fait de frapper seulement COPYSD puis retour chariot fait poser les questions demandant les noms des fichiers à copier ; par ailleurs, un grand nombre de messages peut être généré par cette commande ; nous les passerons en revue le mois prochain lors de l'étude des messages d'erreurs des principales commandes. Cette commande a une restriction d'emploi ; les deux disquettes utilisées pour la copie ne doivent pas avoir simultanément même nom et même numéro (voir ci-après à NEWDISK la définition de ceux-ci) sinon COPYSD ne peut s'y retrouver.

Le fait de frapper A lors des demandes de disquettes ou lors de la question « DELETE ? » termine l'opération de copie immédiatement.

## DATE

Ceci n'est pas une commande à proprement parler, mais un fichier utilisé par d'autres programmes du DOS, dont l'assembleur qui date ainsi automatiquement vos listings ; vous pouvez cependant vous en servir sous la forme :
– DATE, MM, JJ, AA permet de changer la date que vous avez donnée lors du lancement du DOS.
– DATE suivi d'un retour chariot fait imprimer la date en cours sur le terminal.

## DELETE

Cette commande permet d'effacer un fichier de sur une disquette ; le nom du fichier est enlevé du répertoire de fichiers (le directory en Anglais) et la place qu'il occupait est placée dans la chaîne des emplacements libres. En conséquence, il est difficile, voire impossible, de récupérer un fichier effacé par cette commande ; particulièrement si la disquette a été utilisée entre l'effacement et la tentative de récupération. Nous verrons tout de même ultérieurement ce qu'il est possible de faire ; mais, soyez prudent !

La syntaxe est simple : DELETE FICHIER 1, FICHIER 2, etc. ou FICHIER 1, FICHIER 2 etc. sont les noms des fichiers à effacer. Le numéro de « drive » pris par défaut est celui de travail ; par contre l'extension est indispensable. Lorsque cette commande a été frappée le DOS répond « DELETE FICHIER 1 ? » toute autre réponse que Y termine la commande ; le fait de répondre Y fait apparaître la question « ARE YOU SURE ? » à laquelle il faut encore répondre Y pour que l'effacement ait réellement lieu.

Un fichier protégé (au moyen de la commande PROT étudiée ci-après) ne peut être effacé qu'après suppression de la protection ; de plus, aucun fichier ne peut être effacé de sur une disquette dont l'encoche write protec est recouverte par de l'adhésif.

## EXEC

Cette commande vous sera d'une très grande utilité ; en effet, elle permet de remplacer la frappe d'une série de commandes à partir du clavier par le contenu d'un fichier ce qui est très agréable pour les procédures de commandes se répétant souvent ; par exemple réalisation d'un disque système, réalisation de lettres utilisant les mêmes formules... etc.

La syntaxe de la commande est très simple : EXEC NOM DE FICHIER fera exécuter comme séquence de commandes le contenu du fichier dont le nom a été spécifié ; ainsi, par exemple soit un fichier nommé TITI.TXT qui contient :
ASN W = 1
CAT. TXT
DATE 02.04.81

EXEC TITI.TXT fera exécuter successivement ASN W = 1 ; puis fera lister le répertoire des fichiers du disque 1 dont l'extension est TXT et enfin remplacera la date donnée à l'initialisation par le 4 février 1981.

Le fichier appelé par EXEC ne doit contenir que des commandes connues du DOS sinon la commande EXEC se termine ; il faut une commande par ligne ou plusieurs commandes sur la même ligne séparées par deux points. Les messages propres à chaque commande apparaissent normalement pendant le déroulement d'EXEC et il faut tout aussi normalement répondre aux question posées par ces commandes.

La seule restriction liée à cette commande est qu'elle est la seule à résider hors de l'espace mémoire du DOS ; elle travaille en effet à partir de 7000 ; vous ne pouvez donc l'utiliser que si vous avez 32 K à partir de 0000.

## I

Cette commande est une aide à EXEC dont elle accroît les possibilités car elle permet à une commande d'obtenir la réponse aux questions qu'elle pose à partir d'un fichier disque plutôt que du clavier.

Ceci ne veut pas dire que cette commande doit être employée avec EXEC ; elle est autonome et peut avoir d'autres applications comme montré ci-après.

La syntaxe est très simple : I NOM DE FICHIER COMMANDE ; ou NOM DE FICHIER est le nom d'un fichier contenant le texte des réponses qui seront fournies à la commande qui suit ; ainsi ; si le fichier OUI contient YY et que l'on fasse :
– I OUI DELETE TOTO.TXT ; le fichier TOTO.TXT sera effacé sans que l'on ait à

répondre aux deux questions posées par la commande DELETE car celle-ci trouvera dans le fichier OUI les deux Y qui lui sont nécessaires comme réponse.

## JUMP

Cette commande est une commodité toute simple qui permet, à partir du DOS de lancer un programme déjà résident en mémoire.

La syntaxe est fort simple : JUMP, ADRESSE ou ADRESSE est, en hexadécimal, l'adresse de début du programme à exécuter ; ainsi, si le BASIC en ROM réside dans votre système ; JUMP, C000 lancer, a celui-ci. Attention, il faut être sûr de l'existence d'un programme à l'adresse spécifiée sinon il risque de se passer des choses...

## LINK

Cette commande n'est utilisée que lors de la fabrication par vos soins de nouvelles disquettes TAVDOS ; elle sert à indiquer au chargeur du DOS où se trouve sur la disquette le fichier TAVDOS.SYS (cela vous semblera plus clair lorsque nous aurons réalisé l'étude détaillée du DOS dans un prochain numéro). Pour l'instant ; retenez que ; après avoir fait un NEWDISK et un COPY TAVDOS.SYS, il faut frapper LINK TAVDOS.SYS, il faut ajouter au nom de ce fichier le numéro de « drive » si vous n'avez pas affecté le « drive » de travail au moyen de ASN ; en effet, lors d'un LINK, c'est le « drive » de travail qui est pris par défaut.

## LIST

Cette commande, comme son nom l'indique, permet de sortir sur le terminal vidéo, le contenu d'un fichier (texte de préférence ; le contenu d'un fichier binaire étant illisible sur un terminal prévu pour recevoir de l'ASCII).

La syntaxe de la commande est très simple : LIST FICHIER, LIGNES, OPTIONS fera lister FICHIER.TXT pris sur le « drive » de travail ; les mentions facultatives LIGNES et OPTIONS servant à préciser les conditions de ce listing. Si LIGNES et OPTIONS ne sont pas précisées, le fichier complet sera imprimé sur le terminal. Si, derrière le nom du fichier, on indique deux numéros de lignes séparés par un tiret (10-100 par exemple) seules, les lignes 10 à 100 seront imprimées. Si un seul numéro est spécifié ; le contenu du fichier compris entre la ligne indiquée et la fin du fichier sera imprimé. Les options supplémentaires, séparées des éventuels numéros de lignes par un espace ou une virgule sont :

– N, dans ce cas le fichier est listé avec ses numéros de lignes,

– P, dans ce cas ; le fichier listé est mis en page automatiquement selon les directives de TTYSET et un titre est imprimé en haut de chaque page, titre pouvant faire jusqu'à 40 caractères en longueur.

Ces deux options sont indépendantes et peuvent cohabiter ; par contre, la première option spécifiée après les éventuels numéros de lignes doit être précédée d'un signe plus. Ainsi LIST CHAPITRE.TXT, 1-100, + NP fera lister les lignes 1 à 100 du fichier CHAPITRE.TXT pris sur le « drive » de travail ; avec les numéros de lignes (option N) et la pagination titrée ; le titre étant demandé par la commande suite à la frappe de cette dernière.

## NEWDISK

Cette commande sert à formater des disquettes vierges afin de pouvoir les utiliser. Formater une disquette consiste à y inscrire un certain nombre d'informations telles que : numéros des pistes, numéros des secteurs etc. De plus, dans notre cas, cette commande réalise deux fonctions supplémentaires ; la détection des secteurs défectueux et la mise en place en un certain endroit du disque du chargeur du DOS.

Cette commande s'utilise de la manière suivante : NEWDISK suivi par un numéro de « drive » ; le programme se charge alors en mémoire et vous dit « ARE YOU SURE ? » toute autre réponse que Y pour oui termine la commande ; ensuite on vous demande si un « scratch » disk est en place dans le « drive » que vous avez indiqué ; à ce moment là, si vous travaillez avec un seul « drive », il faut insérer votre disquette vierge dans celui-ci avant de répondre à nouveau Y. Si vous travaillez avec deux « drives » ; nous supposons que la disquette vierge est déjà en place dans le « drive » 1.

La commande NEWDISK vous demande ensuite si votre disque est double face ; oui (Y) ou non (N) puis un nom (le VOLUME NAME) est demandé ; c'est ce nom qui sera affecté au nouveau disque et qui apparaîtra lors des commandes CAT. Vous avez droit à huit lettres avec les mêmes restrictions que celles exposées lors de la description des noms de fichiers ; puis un numéro (VOLUME NUMBER) est demandé ; ce numéro suivra le nom précédent lors de l'impression de celui-ci ; après celà, le processus de formatage commence ; ne soyez pas inquiet, cela prend plusieurs minutes, surtout en double face. Le bon déroulement de cette commande peut être suivi « à l'oreille » car on entend la tête se déplacer à intervalles réguliers d'une piste à l'autre et ce, deux fois de suite lors de l'exécution de NEWDISK (la première fois, ce déplacement est rapide, la deuxième fois, il est beaucoup plus lent).

Si un mauvais secteur est rencontré, NEWDISK essaye de le récupérer plusieurs fois puis indique sa présence par un message du type « BAD SECTOR AT XXYY » ou XX est le numéro de piste et YY le numéro du secteur.

Lorsque NEWDISK a terminé, un message indique le nombre total de secteurs disponibles, ce qui fait, s'il n'y a pas de défaut, 340 secteurs en simple face et 680 secteurs en double face.

L'intégrité de certaines zones du disque est indispensable pour un fonctionnement normal du DOS ; si un mauvais secteur est détecté dans ces zones, le message « FATAL ERROR – FORMATTING ABORTED » est imprimé et le contrôle est passé à TAVDOS. Si après plusieurs commandes NEWDISK réitérées sur un même disque, ce message est toujours présent, le disque peut être considéré comme inutilisable et doit être « poubellisé ».

Cette commande a pour effet de formater une disquette, nous l'avons dit ; mais cela ne signifie pas qu'elle crée une disquette système c'est-à-dire une disquette avec toutes les commandes du DOS ; pour ce faire, et donc en particulier pour sauvegarder votre disquette DOS d'origine, il faut faire toute une séquence de commandes qui formateront la disquette, copieront toutes les commandes du DOS sur cette nouvelle disquette et enfin feront un LINK. Cette séquence de commandes étant assez fastidieuse à frapper à chaque fois que l'on veut un nouveau disque ; nous allons utiliser les possibilités d'EXEC pour ce faire. Pour cela, au moyen de la commande BUILD (puisque nous ne savons pas encore utiliser l'éditeur) créons le fichier suivant que nous appellerons par exemple NOUVDISK.TXT :

```
NEWDISK 1
COPY 0,1,.CMD,.SYS, .LOW
LINK 1.TAUDOS.SYS
```

Lorsque ce fichier sera créé, il suffira de mettre une disquette vierge en voie 1 et la disquette système sur laquelle résidera ce fichier en voie 0 pour n'avoir plus qu'à frapper EXEC NOUVDISK (ou 0.NOUVDISK si la commande ASN a été utilisée pour dire que W = 1) pour disposer au bout de quelques minutes d'une nouvelle disquette système.

Attention, ce procédé ne peut être utilisé par les personnes qui ne possèdent qu'un « drive » étant donné l'impossibilité liée au fait que le disque sur lequel se trouve NOUVDISK.TXT n'est plus dans son « drive » en permanence.

Si vous travaillez avec deux « drives » ; vous n'avez absolument pas besoin de faire de toutes vos disquettes des disquettes systèmes puisque vous pouvez vous permettre de laisser en permanence la disquette système en voie 0 et de travailler sur la voie 1.

Si vous n'avez qu'un « drive », la remarque s'applique aussi mais de façon incomplète ; c'est-à-dire que sur une disquette donnée, à laquelle vous affecterez une fonction bien précise (par exemple la disquette vous servant à faire votre courrier) vous n'avez pas besoin de toutes les commandes du DOS ; vous n'y placerez donc que celles qui sont utiles à votre application cela vous fera gagner de la place, surtout si vous êtes en simple face.

Quoi qu'il en soit, nous reviendrons sur tous ces concepts lors des exemples d'utilisations du DOS que nous donnerons dans les prochains numéros.

## O

Cette commande (la lettre O et non pas le chiffre 0) a un rôle très particulier ; elle sert à diriger sur un fichier disque plutôt que sur le terminal, le résultat d'une commande (un listing d'assemblage par exemple). La syntaxe est la suivante :

– O, FICHIER 1, COMMANDE ou, FICHIER 1 est le nom du fichier qui contiendra les informations qui seraient sorties sur le terminal lors de l'exécution de la commande spécifiée. L'extension de FICHIER 1 est OUT par défaut mais vous pouvez en définir une autre. Cette commande peut être employée avec toutes les commandes du DOS mais ; en cas de multiples commandes sur la même ligne, O n'a d'effet que sur la commande qui la suit immédiatement.

Exemple : O, listing, asmb, toto produira un fichier baptisé LISTING.OUT qui contiendra le résultat de l'assemblage (à cause du ASMB) du fichier TOTO.

## P

Cette commande s'utilise d'une façon analogue à la précédente ; c'est-à-dire qu'elle se place devant une autre commande du DOS (sans interposition de nom de fichier toutefois) ; et elle permet ainsi de faire sortir sur l'imprimante (qui peut être quelconque et dont vous pouvez écrire vous même le programme de gestion) le résultat de l'exécution de la commande qui suit ; ainsi P CAT fera imprimer le catalogue du « drive » de travail sur l'imprimante.

Les messages de dialogue propres à la commande qui suit P n'apparaissent, eux, que sur le terminal vidéo afin de conserver un listing propre. Cette commande peut être utilisée avec toutes les commandes du DOS sans aucune restriction autre que celle signalée ci-avant pour O en cas de plusieurs commandes sur la même ligne ; auquel cas P se comporte comme O et n'agit que sur la commande qui suit immédiatement.

Cette commande charge en mémoire le contenu d'un fichier appelé PRINT.SYS et qui contient en fait le programme de gestion de l'imprimante ; nous verrons le mois prochain comment écrire nous-même un nouveau PRINT.SYS pour l'adapter à l'imprimante en votre possession ; pour l'instant sachez que PRINT.SYS est prévu pour la HEATHKIT H14 raccordée sur l'ACIA 8010-8011.

## PROT

Cette commande permet de protéger, par logiciel, un fichier quelconque. Nous insistons bien sur le fait que la protection est logicielle c'est-à-dire que, si par suite d'une coupure secteur ou autre, le mini « se plante » ; la protection ne pourra pas grand chose ; dans ce cas, seule la protection par le cache sur le write protect de la disquette est efficace. Par contre cette commande vous évitera bien des erreurs d'effacement de fichiers auxquels vous tenez.

On peut, au moyen de PROT placer trois types de protections sur un fichier, matérialisées par trois lettres :– W protège le fichier en écriture (Write) ; c'est-à-dire que le fichier ne peut être effacé, que son nom ne peut être changé et que son contenu ne peut être modifié.

– D protège le fichier contre tout effacement et ce, qu'il soit issu de quelque commande que ce soit.

– C protège un fichier vis-à-vis de la commande CAT ; c'est-à-dire que le nom d'un fichier affublé de cette protection n'apparaîtra pas lors d'une commande CAT.

La syntaxe de la commande est très simple : PROT, FICHIER, PROTECTION ou FICHIER est un nom de fichier avec son extension et éventuellement son « drive » (sinon ce sera celui de travail) et ou PROTECTION est une ou plusieurs des lettres précédentes ou la lettre X ; auquel cas cela enlève toutes les protections dont était muni ce fichier ;

Exemple : PROT TOTO.TXT, WC protège le fichier TOTO en écriture et l'empêche d'apparaître au catalogue des fichiers ; PROT TITI.BIN, X enlève toute protection pouvant exister sur TITI.BIN.

## RENAME

Cette commande est utilisée pour changer le nom d'un fichier ou son extension ou les deux simultanément. La syntaxe est très simple ; RENAME, FICHIER 1, FICHIER 2, ou FICHIER 1 est le nom du fichier à changer et FICHIER 2 le nouveau nom de ce même fichier. FICHIER 1 peut être spécifié avec son extension (prise comme étant TXT par défaut) et FICHIER 2 également. Si aucune extension n'est indiquée pour FICHIER 2 ; elle est prise identique à celle de FICHIER 1 ; de plus, le « Drive » utilisé est celui de travail (par défaut) sauf indication contraire dans le nom de FICHIER 1. Si le nom que l'on souhaite donner existe déjà, le message « FILE EXISTS » est affiché.

Les commandes du DOS étant des fichiers comme les autres, vous pouvez très bien utiliser cette commande pour changer le nom des commandes du DOS ; ainsi, si vous faites : RENAME DELETE.CMD, EFFACE.CMD, il faudra ensuite frapper EFFACE au lieu de DELETE pour effacer un fichier.

## SAVE

Cette commande est d'une très grande utilité puisqu'elle permet de recopier sur disque le contenu de toute une zone mémoire (contenant un programme par exemple). La syntaxe est la suivante :

SAVE, NOM DE FICHIER, ADRESSE DE DEBUT, ADRESSE DE FIN, ADRESSE DE TRANSFERT ; où NOM DE FICHIER est le nom que vous donnez au fichier qui contiendra ce que vous allez sauvegarder, ADRESSE DE DEBUT est l'adresse du début, en hexadécimal, de la zone à sauvegarder, ADRESSE DE FIN est l'adresse de fin, en hexadécimal, de la zone à sauvegarder et ou ADRESSE DE TRANSFERT est un paramètre optionnel, donc non obligatoire qui indique, dans le cas où le contenu de la mémoire sauvegardée est un programme, où commence celui-ci. Cette adresse de transfert permet ensuite de lancer automatiquement le programme ainsi sauvegardé à partir du DOS ; ainsi si l'on a un programme de jeu qui réside de 0000 à 1000 et dont l'adresse de lancement est en 0100 ; on peut faire : SAVE, JEU.BIN, 000, 1000,0100 ; cela sauvegardera ce programme sous le nom JEU.BIN et, ensuite, le fait de frapper JEU.BIN au clavier fera

charger automatiquement le programme en mémoire puis lancera son exécution ; vous aurez, ni plus, ni moins, ajouté une commande au DOS. Nous reviendrons en détail sur cette possibilité lors de l'étude détaillée de celui-ci.

Le fait de vouloir sauvegarder un fichier sous un nom déjà existant se traduit par le message « MAY THE EXISTING FILE BE DELETED ? » ; toute autre réponse que Y pour OUI termine la commande sans toucher au fichier déjà existant. La commande SAVE réside en mémoire entre A100 et A300 ; si vous désirez sauvegarder un programme qui doit résider en ces adresses (nous verrons que ce sera le cas lorsque vous ajouterez des commandes au DOS), il existe une commande SAVE.LOW qui réside en bas de la mémoire (à partir de 0000) et qu'il est donc possible d'utiliser, de la même façon que SAVE mais en frappant SAVE.LOW. Nous insistons bien sur le fait que cette commande n'est à utiliser que si vous souhaitez sauvegarder le contenu de A100 à A300 ; dans tous les autres cas, utilisez SAVE.

## TTYSET

Cette commande permet de définir un certain nombre de paramètres propres au terminal et à l'imprimante que vous utilisez ; ces paramètres sont initialisés à des valeurs classiques par le DOS à la mise sous tension ; cette commande vous permet de les redéfinir à tout instant. La syntaxe est simple : TTYSET, LISTE DE PARAMETRES où LISTE DE PARAMETRES comporte le nom et la valeur des paramètres que vous désirez modifier ; ainsi si vous voulez changer DP et WD écrirez-vous : TTYSET, DP = 50, WD = 64 par exemple. Par ailleurs, le fait de frapper TTYSET suivi par un retour chariot fait imprimer la valeur de tous les paramètres.

Nous allons maintenant passer en revue les paramètres sous la forme suivante qui correspond à ce qu'il faudra frapper pour fixer la valeur du paramètre : NOM DU PARAMETRE = XX où XX = HH si la valeur du paramètre est considérée par le DOS comme hexadécimale, XX = DD si la valeur est prise décimale et enfin XX = Y ou N pour un paramètre particulier. BS = HH : fixe la valeur du caractère de retour arrière du curseur (le classique CNTRL H). Ce paramètre est initialisé à 08 (donc CNTRL H) mais sa valeur peut être changée ; le fait de faire BS = 00 désactive cette fonction de retour arrière.

BE = HH : définit la valeur ASCII du caractère qu'envoie le DOS vers le terminal en réponse à un CNTRL H. Cette valeur est initialisée à 00. De plus une possibilité spéciale correspondant à notre terminal vidéo est prévue ; le fait de faire BE = 08 fera, sur un CNTRL H, revenir le curseur en arrière (cela n'est pas nouveau) mais en plus réalisera l'effacement du caractère sur lequel on sera revenu, ce qui correspond exactement à la signification de CNTRL H. DL = HH : fixe la valeur du caractère d'effacement de ligne (le CNTRL X classique) ; ce paramètre est initialisé à $18 donc à CNTRL X. EL = HH : fixe le séparateur de commandes sur une même ligne ; il est initialisé à $3A c'est-à-dire « : » mais peut être modifié ; attention cependant, ce doit être un caractère imprimable. DP = DD : indique le nombre de lignes par page lors de la sortie de listings par le DOS ; cette valeur est prise en compte automatiquement par toutes les commandes du DOS susceptibles de fournir des listings. Le fait de faire DP = 00 désactive la fonction pagination du DOS. WD = DD : fixe le nombre de caractères par ligne physique (le distinguo entre ligne et ligne physique vient du fait que le DOS accepte des lignes de 128 caractères alors que beaucoup de terminaux n'affichent que des lignes « physiques » de 32 à 80 caractères). Si une ligne comporte plus de caractères que spécifié par WD, elle sera découpée à chaque multiple de WD ; ainsi si WD = 50 et que la ligne fasse 115 caractères ; elle sera découpée en deux lignes de 50 caractères et une ligne de 15.

```
CATALOG OF DRIVE NUMBER 1
DISK: COMBAS   #1

 NAME      TYPE   SIZE   PRT

FLEX      .SYS     25
EDIT      .CMD     24
COPY      .CMD      5
LIST      .CMD      3
PROT      .CMD      1
ASN       .CMD      1
DELETE    .CMD      2
CAT       .CMD      3
TTYSET    .CMD      2
STARTUP   .TXT      1
BASINT    .CMD     33     W
ABASIC    .CMD     35     W
RTIO      .SRC     20     W
SRCGEN    .BIN     16     W
TBASINT   .CMD     33
TABASIC   .CMD     35     W
SRCGEN    .CMD     53     W
PRINT     .SYS      1
RTIO      .TXT     20     W
RTIO      .BIN      3
TABASICR.CMD       35     W
SRCGENR   .CMD     53     W
P         .CMD      1

SECTORS LEFT = 275
```

**Fig. 1. – Exemple d'exécution d'une commande CAT.**

Le fait de frapper WD = 00 désactive cette fonction. NL = DD : définit le nombre de caractères nuls envoyés après un retour chariot ; cette fonction est prévue pour certaines imprimantes dont le retour chariot est très lent par rapport à la vitesse d'impression. Le fait d'écrire NL = 00 désactive cette fonction. TB = HH : fixe la valeur du caractère de tabulation ; ce caractère n'est pas utilisé directement par le DOS mais par l'éditeur du DOS ; ce caractère doit être un caractère imprimable. EJ = DD : fixe le nombre de lignes blanches envoyées au terminal et à l'imprimante à la fin de chaque page ; cette possibilité est prévue pour ceux d'entre vous qui utilisent du papier au pliage accordéon afin de permettre le saut de la pliure. Le fait d'écrire EJ = 00 désactive cette fonction. PS = Y ou PS = N : sélectionne la pause en fin de page (PS = Y) ou l'absence de pause en fin de page (PS = N). Si la pause est autorisée, les sorties de listings seront arrêtées en fin de chaque page et ne reprendront qu'après la frappe du caractère ESC (escape). Cette possibilité est prévue pour l'utilisation ultérieure de notre visu alphanumérique et graphique dont la vitesse d'inscription sur l'écran est de 960 caractères par seconde ce qui, sans cette possibilité, rendrait tout listing illisible. ES = HH : définit la valeur du caractère qui suspend les sorties de listings et les exécutions de commandes ; cette valeur est initialisée à $1B c'est-à-dire à ESC (escape) mais peut être modifiée.

Nous vous rappelons que toute commande du DOS peut être suspendue par la frappe de ESC (ou ce que vous aurez choisi au moyen de cette fonction ES = HH) ; la commande reprend par une nouvelle frappe de ESC ou se termine par la frappe d'un RETURN. Attention, ne frappez pas ESC puis RETURN dans la foulée pour terminer prématurément une commande ; il faut d'abord que l'ESC ait été pris en compte pour que le RETURN puisse l'être à son tour.

## VERIFY

Cette commande n'en est pas une à proprement parler ; en effet elle permet de sélectionner le mode de fonctionnement du DOS de deux façons ; si VERIFY est ON, le DOS vérifie systématiquement tout ce qu'il écrit sur la disquette par une relecture de ce qu'il vient d'écrire. Si VERIFY est OFF, le DOS ne vérifie pas systématiquement ce qu'il écrit ; cela présente un risque mais cela accélère le DOS (Jusque dans un rapport deux pour cer-

taines commandes). A la mise sous tension, VERIFY est ON.

La syntaxe est très simple ; VERIFY, ON met la vérification en marche ; VERIFY, OFF arrête ce mode de fonctionnement. La frappe de VERIFY tout seul indique dans quel mode se trouve le DOS. Précisons bien que, même si VERIFY est ON ; cela vous est totalement transparent et vous ne vous apercevez de rien.

## XOUT

Cette commande est une commodité d'emploi ; elle permet d'effacer d'un seul coup tous les fichiers dont l'extension est OUT (donc les fichiers créés par une commande O) de sur la disquette spécifiée. La syntaxe est élémentaire : XOUT, NUMERO DE DISQUETTE, où NUMERO DE DISQUETTE est pris comme étant le « drive » de travail par défaut. XOUT n'efface pas les fichiers OUT munis d'une protection W ou D ; il faut enlever celle-ci au préalable.

## Conclusion

Nous en avons terminé avec les commandes du DOS de base ; nous étudierons, le mois prochain (en raison du manque de place dans ce numéro) l'éditeur et l'assembleur ainsi que les différentes possibilités d'emploi et d'extension de ces commandes de base. Nous vous déconseillons d'essayer de faire fonctionner l'éditeur et l'assembleur car la syntaxe de ceux-ci (surtout de l'éditeur) est très différente de celle de l'éditeur cassette en raison de la très grande puissance de cet éditeur disque. Nous vous conseillons, par contre, de faire un duplicata de votre disquette DOS origine (voyez dans le paragraphe de la commande NEWDISK) avant de commencer à expérimenter ; à ce sujet ; il est inutile de faire le fichier NOUVDISK indiqué dans le mode d'emploi de cette commande NEWDISK (tout du moins pour ce premier duplicata) ; contentez-vous de frapper successivement les commandes indiquées (NEWDISK puis COPY,. CMD, .SYS,.LOW puis LINK, TAVDOS.SYS) ; vous expérimenterez ce fichier NOUVDISK et les possibilités de la commande EXEC lorsque vous aurez entre les mains votre duplicata.

Si par extraordinaire vous détruisiez votre disquette origine, adressez une disquette vierge à l'auteur accompagnée d'un chèque ou mandat de 40 francs pour frais d'emballage et d'expédition (lettre recommandée R2) afin qu'il puisse vous fournir à nouveau le DOS.

Le mois prochain nous parlerons des divers programmes qui peuvent vous être proposés sur disquettes ; alors, s'il vous plait, ne nous faites pas de courrier à ce sujet pour l'instant.

Au sujet des disquettes vierges que vous pouvez souhaiter approvisionner ; il faut acheter des modèles double face et, si c'est précisé, simple densité ; de plus, méfiez-vous des disquettes à très bas prix dont la qualité à long terme est très douteuse. A titre indicatif une disquette vierge coûte aux alentours de 30 à 50 francs en France.

Nous espérons vous avoir intéressés et avoir été assez clairs dans cette présentation initiale du DOS ; si vous n'avez pas tout suivi, rassurez vous : un peu de pratique et l'article du mois prochain arrangeront tout cela.

**C. TAVERNIER**
(A suivre)

**Nota** : Les différents concepts traités dans cet article, et relatifs aux commandes du DOS sont extraits, après traduction et adaptation du manuel FLEX de Technical Systems Consultants. FLEX est une marque déposée de Technical Systems consultants.

# STATIONS FIXES CB:

## le problème de l'antenne

**DISPOSER d'une installation fixe : beaucoup de cibistes y aspirent sans toutefois pouvoir le réaliser. La CB en « fixe » offre en effet de nombreux avantages, au premier rang desquels il faut citer la possibilité d'établir des liaisons à plus grande distance – du fait du meilleur dégagement de l'antenne –, et plus stables – puisque la localisation ne varie pas.**

**D'autre part, disposer d'une station fixe (ou station de base) rend possible de pratiquer la CB dans de meilleures conditions de confort et évite d'avoir à tenir le micro tout en changeant les vitesses, comme c'est le cas en voiture avec une station mobile.**

**Cependant, l'installation d'une station de base est intimement liée à certaines contraintes et exige une bonne connaissance du problème avant l'achat et la mise en place du matériel.**

### Antenne « GP » ou antenne de balcon ?

Mises à part les antennes directionnelles, on distingue deux grands types d'antennes utilisés par les cibistes : les antennes « GP » et les antennes dites « de balcon ».

Les antennes « GP » (« ground plane », c'est-à-dire « plan de sol ») se présentent comme des antennes comportant un brin rayonnant (non réglable) et plusieurs radiants jouant le rôle de plan de masse. Leur spécificité est qu'elles sont des « quart d'onde », des « demi-onde » ou des « cinq huitièmes d'onde » le plus souvent réelles, c'est-à-dire que la longueur mécanique et la longueur électrique sont égales. Une « GP quart d'onde », par exemple, mesurera ainsi effectivement le quart de l'onde (11 mètres environ), soit 2,75 mètres environ. De haute taille, leur encombrement est de ce fait non négligeable et leur mise en place pose donc certains problèmes. Première conséquence : elles ne peuvent être fixées que sur un mât, sur un toit ou à même le sol.

Les antennes de balcon sont moins particulières. Leur taille n'excède presque pas les dimensions de leurs homologues « mobiles » destinées aux véhicules et elles ne disposent que d'un radiant. Munies d'une self, elles exigent un réglage du T.O.S. (taux d'ondes stationnaires) au même titre que les antennes « mobiles ». Comme leur nom l'indique, elles sont destinées à être placées sur un balcon ou toute armature favorable. Moins grandes que les « GP », elles ont l'avantage d'être très facilement installables et ne nécessitent pas d'être fixées sur un mât. Cependant, leurs performances sont inférieures, ne serait-ce que du fait de leur localisation (le bâtiment sur lequel elles sont situées faisant partiellement écran).

Le problème du choix du type d'antenne fixe passe avant tout par l'absence ou la présence d'éléments favorables à la fixation sur le toit de l'habitation.

Si l'on habite dans un pavillon ou une maison individuelle et si l'on dispose d'une cheminée suffisamment solide, il n'y a pas en principe de difficulté majeure. Le mât peut être fixé sur la cheminée et l'on obtiendra un bon dégagement si aucun bâtiment de haute taille n'est susceptible d'entraver la propagation. En revanche, si l'on réside dans un immeuble assez haut ne disposant pas de cheminée ou d'autre élément exploitable, les choses deviennent plus difficiles et il faudra sans doute se contenter d'une antenne de balcon. Ce dernier type de matériel donnera toutefois d'assez bons résultats pour le trafic local mais interdit virtuellement la pratique du « dx » (liaisons à grande distance)... pourtant interdit aux termes de la nouvelle législation n'autorisant que l'utilisation de la modulation de fréquence ! Tout dépend donc de la configuration et des caractéristiques de l'habitation mais aussi de la distance séparant l'endroit où sera situé l'appareil et le toit. En effet, une trop grande distance entre ces deux éléments (cinq ou six étages, par exemple) induit une longueur telle de câble coaxial (reliant l'émetteur-récepteur à l'antenne) que le T.O.S. risque d'être beaucoup trop élevé, même si l'on a recours à un câble spécial. Enfin, placer un mât d'antenne « GP » à même le sol n'est possible que si l'on a du terrain à sa disposition et implique, en outre, un mât d'une hauteur assez impressionnante !

## La fixation

Dans le cas d'une antenne de balcon, la fixation ne pose aucun problème : une rambarde ou une fenêtre peut se révéler favorable, à condition, le cas échéant, de se montrer un peu bricoleur. Afin d'éviter des démontages astreignants de la prise « PL » lors de chaque utilisation, on pourra percer une petite ouverture dans la fenêtre pour le câble coaxial.

En ce qui concerne les antennes « GP », plusieurs possibilités sont offertes. La première – et la plus simple – consiste à fixer le mât contre une cheminée à l'aide d'un cerclage ordinaire (le même que pour les antennes de télévision) qui sera posé par un professionnel. Autre solution : fixer le mât contre un mur, à l'extérieur. Dans ce cas, se munir d'une plaque permettant de maintenir le mât (en vente dans les magasins spécialisés ou chez les installateurs d'antennes TV). Cette plaque devra être maintenue dans le mur par des vis (fournies avec elle). Utiliser une perceuse et des mèches-carbure ainsi que des chevilles de bonne dimension (10 mm par exemple). Dernière solution : se procurer une plaque carrée spéciale pouvant être utilisée comme base du mât et se fixant par vis sur le toit, à condition que celui-ci soit plat. Si la hauteur conférée à l'ensemble de l'installation (mât et antenne) est très élevée, il est indispensable de procéder à un haubannage, à l'aide de câbles spéciaux. Cette précaution est surtout valable si le poids de l'installation est également important et s'il y a une exposition sensible au vent.

## Le câble coaxial

Le problème du passage du câble coaxial de l'antenne vers l'appareil peut sembler, de prime abord, secondaire. Or il n'en est rien. D'une part, comme nous l'avons vu, la longueur de celui-ci conditionne le niveau du taux d'ondes stationnaires et, d'autre part, les difficultés pratiques occasionnées par sa mise en place à travers les étages sont souvent l'élément qui interdit la mise en place de l'antenne sur le toit.

Faire coulisser plusieurs mètres de coaxial le long d'une façade n'étant pour une multitude de raisons (esthétiques, réglementaires, pratiques et de sécurité), pas toujours possible, il faut donc utiliser des conduits divers. Une cheminée est, dans cette optique, tout ce qu'il y a de plus pratique... à la seule et unique condition qu'elle ne soit jamais utilisée, sinon les flambées d'hiver risquent de faire fondre le câble ! Dans un immeuble, on peut utiliser les colonnes d'aération (encore faut-il trouver la bonne) ou tout autre conduit d'air, ou encore une mansarde lorsque c'est possible. En tout état de cause, ne pas se lancer à l'aveuglette dans une telle opération : demander le plan d'aération de l'immeuble et le remettre à un professionnel. Deux précautions valent mieux qu'une ! Quant à la dimension du coaxial, elle devra être calculée soigneusement, en ayant bien à l'esprit qu'il vaut mieux trop que pas assez. Enfin, son diamètre sera lié à la longueur nécessaire. En l'occurrence, consulter un revendeur de matériel CB au préalable.

## Les précautions à prendre

Pour une station de base, les précautions à prendre sont de deux ordres : juridiques (il faut demander une autorisation) et pratiques (l'utilisation de sa station à certaines heures est à déconseiller).

Si l'on est locataire ou si l'on est propriétaire de son appartement, une autorisation est nécessaire. Celle-ci doit être adressée au syndic et au propriétaire de l'appartement. La réponse est généralement positive mais les intéressés sont en droit d'exiger que l'installation soit faite par un professionnel (ce qui est en général préférable). Il est absolument déconseillé de passer outre à ces obligations et de mettre en place son installation en « pirate ».

Deuxième précaution : l'utilisation proprement dite de sa station fixe. Elle concerne le « QRM-TV » bien connu des cibistes, c'est-à-dire le brouillage des télévisions des voisins. Il faut donc savoir qu'il est très risqué de « moduler » aux heures de grande écoute de la TV, c'est-à-dire entre 19 heures et 23 heures environ. Même si l'antenne CB est située assez loin de l'antenne collective de télévision et si son propre récepteur TV n'est pas brouillé, il ne faut pas oublier que le « QRM » peut être causé par saturation (auprès du voisin situé à proximité de l'antenne) et que les anciens postes sont extrêmement sensibles à ce parasitage. La plus grande prudence est donc à recommander, de même que la plus grande vigilance quant aux mouvements d'humeur éventuels de ses voisins... même si l'on n'utilise que la modulation de fréquence.

Une station fixe peut donc être réalisée sans trop de problèmes, en fonction des possibilités dont on dispose. Ajoutons que le bricolage d'une antenne mobile est toujours possible, à condition de trouver un bon plan de masse. Les performances seront aléatoires et le « QRM-TV » sans doute plus important, mais cette solution de fortune existe : nombreux sont ceux qui, quelquefois au péril de leur émetteur-récepteur (attention au T.O.S. !), la mettent en pratique.

Enfin, et cet avis est personnel, si l'on ne souhaite pas établir de liaisons à grande distance et si l'on se contente du seul trafic local, une bonne antenne de balcon fera aussi bien l'affaire.

**J.-M. NORMAND.**

# Bloc-notes

**BIBLIOGRAPHIE**

**Réalisez vos récepteurs en circuits intégrés**
**par Patrick Gueulle**

Les composants actuels, circuits intégrés courants et peu coûteux, facilitent considérablement la construction des radio-récepteurs.

**Principaux montages :**

– Récepteurs FM à bobinage HF imprimés et système de préréglage ; platines FI à filtre céramique, avec varicaps. Tuner FM compact.

– Récepteurs AM.

– Récepteurs « télécommunications » : 144 MHz et gamme marine ; bande aviation ; 80 MHz ; 27 MHz ; convertisseur universel.

– Montages pratiques complémentaires : alimentations, amplificateurs BF, décodeur stéréo, BLU et CW, synthèse de tension, fréquencemètre digital de réception, etc.

Un ouvrage de 160 pages, format 15 x 21, 136 schémas et illustrations, couverture couleur.

# C.B. PORTATIF 22 CANAUX MF




# ASTON P22 FM

LE P 22 FM d'Aston est un portatif 22 canaux MF. Ces appareils sont encore rares sur le marché et celui d'Aston se présente comme un talky-walky, c'est un retour aux appareils qui ont en quelque sorte précédé la venue des C.B.

## Présentation

Le 22 canaux MF portatif d'Aston est un appareil construit dans un boîtier de tôle d'acier fine. Seule la partie avant est moulée dans une matière plastique. La tôle d'acier offre l'intérêt de permettre de ne pas perdre trop de place dans l'épaisseur du matériau, en outre, le métal est indispensable pour permettre d'avoir une sorte de contact de masse.

L'appareil se présente comme une sorte de combiné téléphonique, il se tient dans la main droite, sous les doigts se place la pédale d'émission.

Au-dessus de la référence de l'appareil sont installés une diode électroluminescente et un petit galvanomètre, qui nécessite presque une loupe pour y lire le Santiago (indication du Smètre). Au-dessous de cette échelle, nous avons une indication de la puissance radio, une puissance très optimiste puisque nous avons une indication qui va de 0 à 5 tandis qu'en émission, l'aiguille vient se placer sur le 2.

En fait, cette graduation n'est pas en watts, la lettre W n'apparaissant d'ailleurs nulle part !

Sur la droite de l'appareil, nous avons un commutateur gradué de 1 à 19 avec des graduations intermédiaires, il correspond aux canaux. Ici, les afficheurs n'existent pas, ces indicateurs ont tendance à consommer de l'énergie, on n'en a pas besoin ici, l'alimentation étant confiée à des piles, il est indispensable de l'économiser.

Deux prises Jack, une toute petite et une plus grosse servent à raccorder une antenne et à assurer la charge des accumulateurs cadmium nickel que l'on aura installés dans la base de l'appareil.

Une autre prise permet l'alimentation externe, elle est sans doute prévue pour une alimentation depuis une prise d'allume cigare de voiture ou depuis une alimentation secteur.

Deux molettes commandant des potentiomètres figurent sur le côté, ce sont des molettes qui agissent, l'une sur le squelch, l'autre sur la mise en route et le volume sonore. L'antenne dépasse du haut du coffret, il s'agit bien entendu d'une antenne télescopique, à 14 éléments.

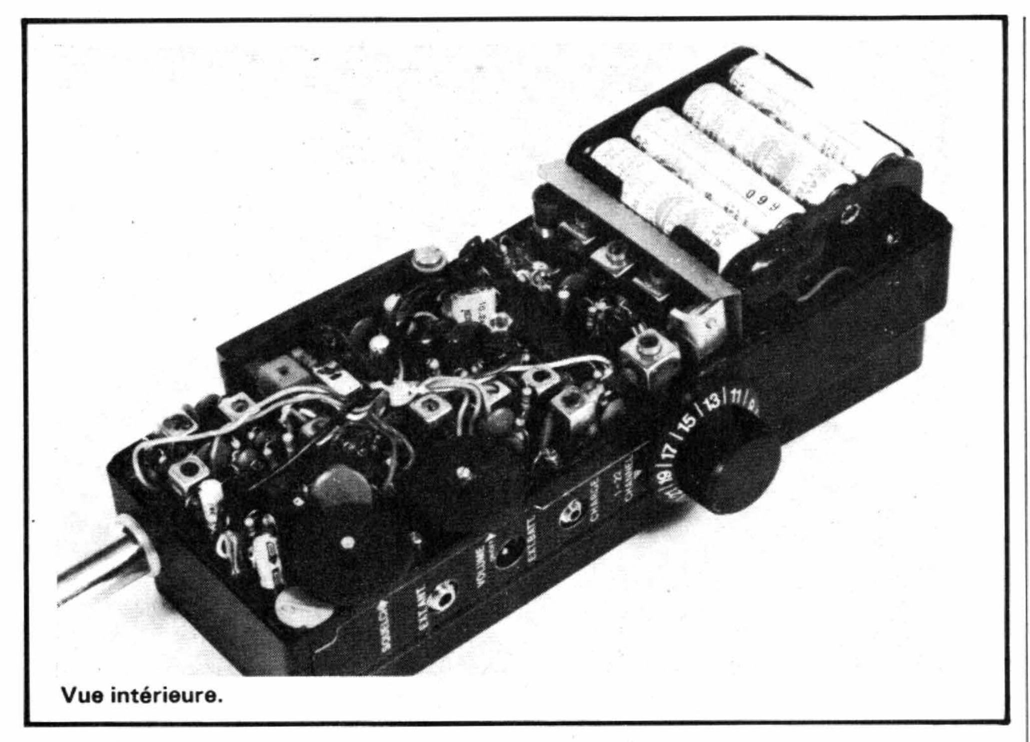
La pédale d'émission est accompagnée d'un bouton rouge destiné à transmettre un appel, précisons aussi que la puissance des appareils de ce type, destinés à une utilisation portative ne peut dépasser 0,4 W ce qui sera le cas ici.

## La technique

Le P 22 FM d'Aston est un appareil dans lequel nous avons retrouvé un certain nombre de composants de la version mobile, version que nous avons publiée dans notre numéro de janvier et qui a été depuis, le premier appareil 22 canaux 2 W à être homologué en France.

Nous avons ici un appareil à double changement de fréquence piloté par un quartz, la fréquence de ce quartz est de 10,24 MHz ce qui permet, par une division binaire, de descendre directement à 10 kHz, l'espacement entre les canaux.

La sélection des canaux est opérée par un commutateur, il s'agit d'un composant qui, ici est relativement simple car il n'y a pas besoin de commander d'afficheur.



**Vue intérieure.**

Le circuit intégré de type PLL, utilisé ici, est un modèle de Sanyo, circuit à grande échelle, conçu spécialement pour ce rôle. Le circuit est utilisé ici en 22 canaux, nous ne savons pas s'il est possible d'augmenter par des interventions externes le nombre de ces canaux, certains distributeurs le font pour permettre d'utiliser un canal d'appel plus courant, cette procédure n'étant évidemment pas dans les normes, elle élimine toute la valeur de l'homologation. De même, un appareil ayant été dépanné devrait passer des tests sévères, un moindre déréglage risquant d'entraîner une remontée au niveau des bandes latérales.

Pour la réception, c'est le double changement de fréquence qui est utilisé, le circuit de réception et de démodulation MF est un MC 3357, circuit intégré spécialement conçu pour les radiocommunications en bande étroite. Ce circuit est associé à plusieurs filtres céramiques.

Ici, le radiateur équipant le transistor de puissance est de très petite taille, ce qui se comprend fort bien, la puissance d'émission étant réduite. Nous avons retrouvé aussi, sur cet appareil, les circuits accordés montés en série servant de filtre adaptateur d'impédance et éliminant les harmoniques indésirables.

L'appareil est construit sur un circuit imprimé de stratifié bakélisé, la face, côté composants, est cuivrée, ce que nous avions également sur le mobile de la marque.

L'alimentation est confiée à un porte-piles qui pourra recevoir des piles bâton de 1,5 V (il en faut 8) ou des accumulateurs Cadmium Nickel que l'on pourra recharger.

## Les essais

Ce qui est certain avec cet appareil, c'est que la puissance disponible est inférieure aux 2 W. La consommation au repos de l'appareil est de 25 mA, ce qui permet une autonomie de 20 heures environ avec les éléments de 500 mAh parfaitement chargés. En émission, le courant consommé est de moins de 150 mA, ce qui nous fait une autonomie d'émission voisine de 3 heures, soit approximativement 6 à 10 heures d'utilisation mixte, écoute/émission.

Si vous vous êtes amusés à lancer des appels avec un 22 canaux et en MF, ou simplement sur les 22 premiers canaux, vous vous serez rendu compte que les transmissions y sont difficiles. C'est ce que nous avons pu constater ici. Les correspondants éventuels utilisant l'un des canaux possibles ici ont du mal à saisir le fait que l'on puisse travailler en M.F. si bien que, pendant le court moment où nous avons eu entre les mains cet appareil, nous n'avons pas réussi le moindre QSO !

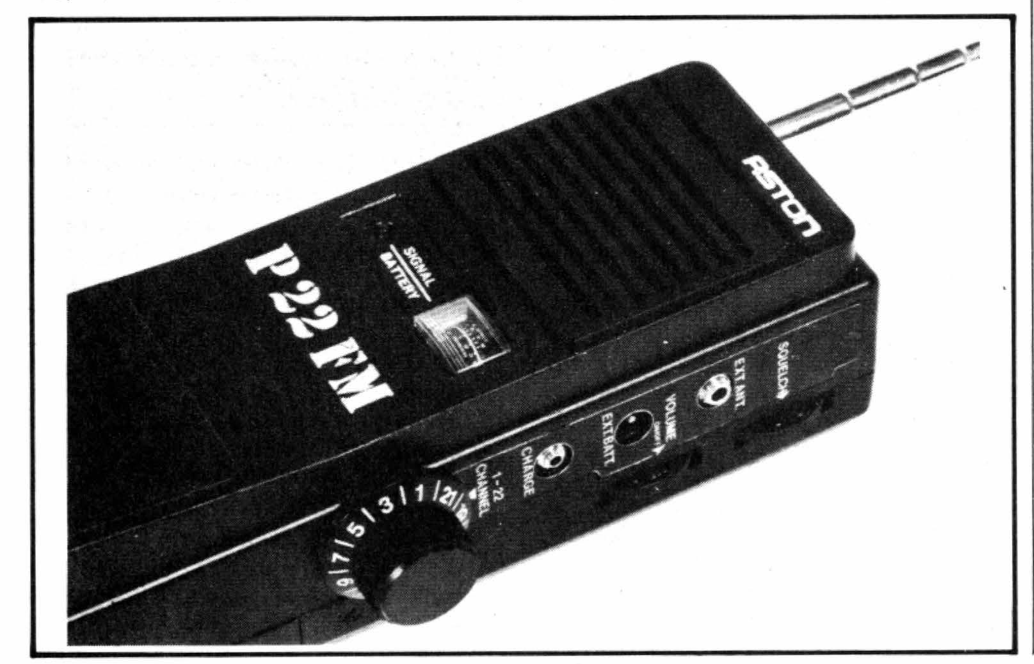
Nous avons toutefois fait quelques liaisons à courte distance avec, bien entendu des résultats corrects. Un fait à noter, c'est que la qualité de la réception varie en fonction de la position de l'antenne, la variation constatée étant importante. On notera d'ailleurs ici l'importance d'une polarisation horizontale ou verticale, ici l'horizontale n'est pas applicable car on se trouve, à hauteur d'homme, un peu trop près du sol.

L'appareil est d'un emploi simple et agréable, si l'on envisage une utilisation peu fréquente, on se contentera d'une alimentation par piles, pour un usage prolongé, l'accumulateur Cadmium Nickel toujours prêt, si on le maintient chargé, sera préféré. Le contrôle de l'alimentation se fera par l'intermédiaire de l'indicateur de niveau.

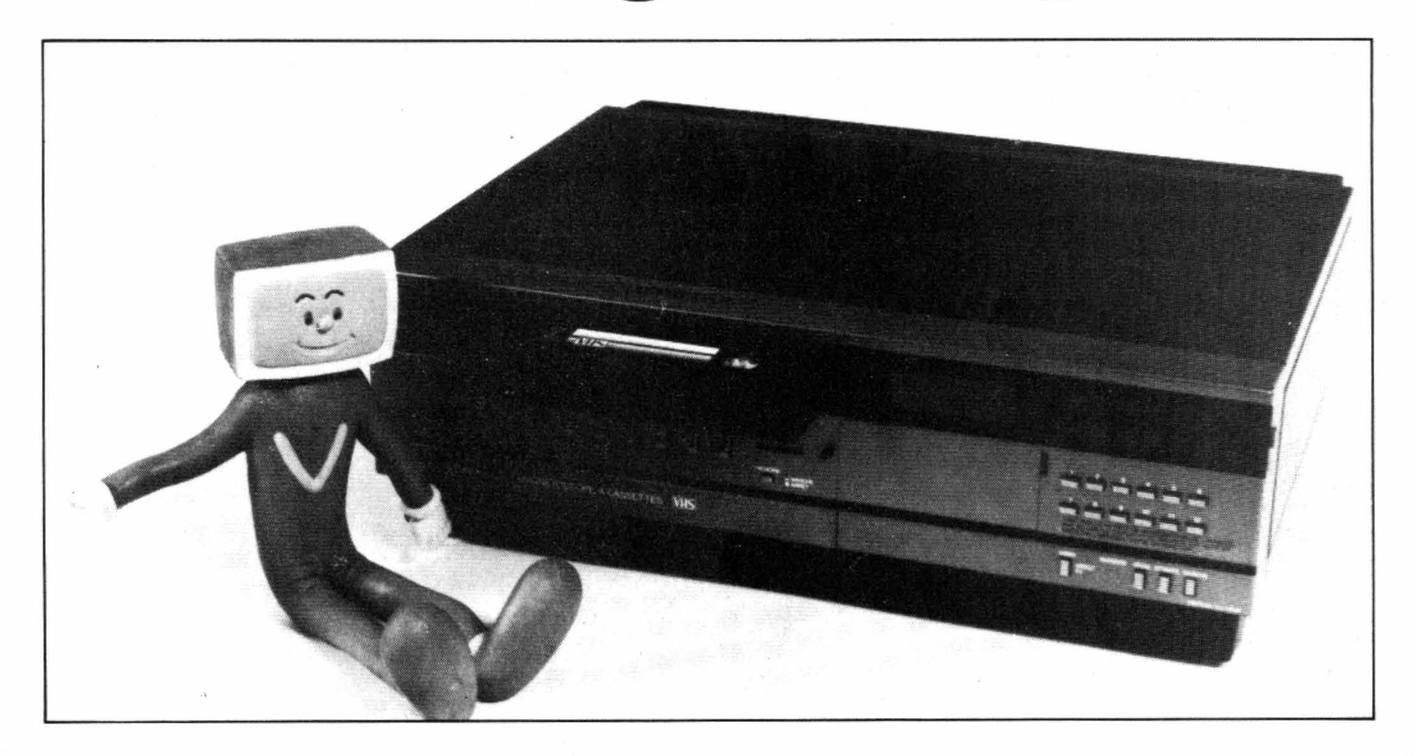
## Conclusions

Si vous êtes un inconditionnel de la C.B. et si vous voulez trafiquer même sans voiture (à vélo par exemple), un appareil de ce genre vous ira tout à fait. Sa puissance n'est pas phénoménale mais permet tout de même de bonnes liaisons à condition de ne pas être embêté par ceux qui multiplient les watts en sortie de leurs émetteurs par le biais d'amplificateurs linéaires autorisés à l'importation (comme les C.B. d'avant la « libéralisation »).

**E.L.**



# Le magnétoscope




# SHARP VC 7300F

**IL y a déjà pas mal de temps que la firme japonaise Sharp produit des magnétoscopes, mais il a fallu attendre cette année pour en voir apparaître au standard Secam. Ce premier appareil d'une série que nous souhaitons longue se présente avec un chargement frontal, il faut d'ailleurs préciser que, sauf erreur, Sharp a été le premier à faire introduire les cassettes vidéo par l'avant, copiant ainsi les systèmes adoptés dans les autoradios depuis pas mal d'années déjà ! L'avantage de cette introduction est bien entendu de permettre d'encastrer l'appareil dans un espace relativement restreint. En même temps, Sharp introduit des commandes électroniques mais ne propose pas de programmateur complexe ni d'ailleurs de lecture de cassette à grande vitesse ou même d'arrêt sur image. Le VC7300F est donc un appareil sage, pas trop complexe à utiliser, ce qui n'est pas le cas des derniers VHS sortis. Ah oui, nous allions oublier de vous préciser que Sharp avait choisi le VHS.**

## Présentation

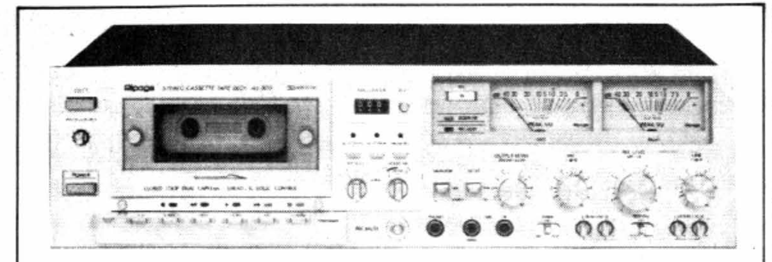
Extérieurement, le VHS VC7300F de Sharp est très proche des nouveaux magnétoscopes du marché. Nous trouvons : une horloge, un clavier de commande, un autre clavier pour la sélection des stations TV et aussi quelques trappes qui permettront aux utilisateurs de ne pas se sentir perdus parmi les touches et les boutons. Une de ces trappes est installée à la partie supérieure elle donne accès aux potentiomètres de préréglage des chaînes. La trappe située au-dessous de l'afficheur de l'horloge permet la programmation et la remise à l'heure. Une trappe inférieure donne accès à des commandes secondaires.

L'appareil dispose d'une mire interne qui permet de faire les réglages au moment de l'installation du magnétoscope. Cette mire se met en route par un commutateur situé sous la trappe inférieure, elle fait apparaître une barre blanche sur fond noir. Une fois cet accord effectué, on peut passer à celui du tuner, les potentiomètres sont classiques, un index indique le canal en service. La commande automatique de fréquence est commutable, elle ne se met pas automatiquement en service, il faut une intervention manuelle. Comme sur les autres magnétoscopes, nous avons un réglage de fréquence d'émission, la plage de fréquence est restreinte, comme à l'accoutumée, le constructeur annonce de 30 à 39.

L'enregistrement se fait comme sur un magnétophone, c'est aussi facile. La cassette, une fois introduite s'enfonce toute seule dans son logement.

Elle en ressortira sous l'impulsion du moteur lorsqu'on demandera l'éjection. La commande de l'éjection implique que l'appareil soit sous tension. Les principes d'extraction de la bande des magnétoscopes VHS des autres marques sont conservés.

Le programmateur est simple, il n'y a que 6 boutons pour le commander. Inutile d'aller chercher ici de programmations multiples, tout au plus peut-on enregistrer une émission quotidienne (et pas trop longue).



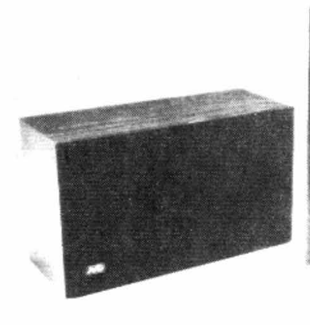

**Le magnétophone à cassettes ALPAGE AL300**

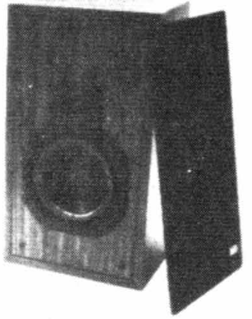
Pleurage et scintillement : 0,035 %

Rapport signal/bruit : 68 dB
Distorsion : 0,9 %
Réponse en fréquences : 20 à 18 000 Hz (20 à 22 000 Hz avec une bande métal)

---

## TROIS MODELES D'ENCEINTES ACOUSTIQUES AMERICAINES : AVID 110 AVID 232 AVID 330





**L'enceinte acoustique AVID 110**
Enceinte close à deux voies
Puissance max. : 100 W
Puissance mini de l'ampli : 15 W
Impédance nominale : 8 Ω
Réponse en fréquences : 48 à 20 000 Hz (± 3 dB)

**L'enceinte acoustique AVID 232**
Enceinte à trois voies
Puissance max. : 200 W
Puissance mini de l'ampli : 15 W
Impédance nominale : 6 Ω
Réponse en fréquences :
45 à 20 000 Hz (± 3 dB)
Fréquences de croisement : 850 et 5 000 Hz
Réglage des médiums et des aigus

**L'enceinte acoustique AVID 330**
Enceinte à trois voies
Puissance max. : 250 W
Puissance mini de l'ampli : 15 W
Impédance nominale : 8 Ω
Réponse en fréquences : 35 à 20 000 Hz (± 3 dB)
Fréquences de croisement : 675 et 5 000 Hz
Réglage des médiums et des aigus



# Bloc-notes

### HIFI ET TENNIS




Cette année mais aussi pour les deux années à venir la Nippon Electric Company est Sponsor de la coupe Davis.

A cette occasion, une chaîne Haute Fidélité NEC à très hautes performances a été offerte à chaque représentant de l'Equipe de France de Tennis participant à la Coupe Davis : MM. Yannick Noah, Pascal Portes, Thierry Tulasne et Roger Vasselin.

La remise symbolique a eu lieu au Palais des Congrès lors du Festival International du Son sur le stand Nec, en présence de la direction générale Nec Japon, et de M. André Gabison, P.-D.G. D'Eurotrading représentant les produits Grand Public Nec en France.

Cette chaîne se compose : d'un amplificateur 2 × 65 W, AUA 8300E, d'un Tuner Digital AUT 8300E, d'un Enregistreur/Lecteur de Cassettes AUK 9000E, d'une Platine Tourne-Disques AUP 8300E, et d'un Egaliseur AG 100E.

---

### PONTUS : UNE NOUVELLE MARQUE D'EMETTEURS-RECEPTEURS CB




Le Pontus CB 11 et un appareil émetteur récepteur CB – 22 canaux FM – 2 W nouvellement mis sur le marché puisque son homologation date du 10 février 1981. Il est équipé d'un témoin d'émission-réception – d'un commutateur canal 9 « Appel d'urgence » – Utilisation normale – d'un témoin d'émission – d'un squelch – Le sélecteur de canaux est à affichage par LED.

Cet appareil est distribué en France par la société Impalstar électronics qui fait partie du Groupe MAG-MECANIPLAST, 11-14, avenue Anatole-France, 92100 Clichy.

# Notre courrier TECHNIQUE

Par R.A.RAFFIN

**MODALITES DE FONCTIONNEMENT DU COURRIER DES LECTEURS**
Afin de nous permettre de répondre plus rapidement aux très nombreuses lettres que nous recevons, nous demandons à nos lecteurs de bien vouloir suivre ces quelques conseils :

- Le courrier des lecteurs est un service gratuit, pour tout renseignement concernant les articles publiés dans LE HAUT-PARLEUR. NE JAMAIS ENVOYER D'ARGENT. Si votre question ne concerne pas un article paru dans la revue et demande des recherches importantes, votre lettre sera transmise à notre laboratoire d'étude qui vous fera parvenir un devis.
- Le courrier des lecteurs publié dans la revue est une sélection de lettres, en fonction de l'intérêt général des questions posées. Beaucoup de réponses sont faites directement. Nous vous demandons donc de toujours joindre à votre lettre une enveloppe convenablement affranchie et self adressée.
- Priorité est donnée aux lecteurs abonnés qui joindront leur bande adresse. Un délai de UN MOIS est généralement nécessaire pour obtenir une réponse de nos collaborateurs.
- Afin de faciliter la ventilation du courrier, lorsque vos questions concernent des articles différents, utilisez des feuilles séparées pour chaque article, en prenant bien soin d'inscrire vos nom et adresse sur chaque feuillet, et en indiquant les références exactes de chaque article (titre, numéro, page).
- Les renseignements téléphoniques (200.33.05), qui ne peuvent en aucun cas se transformer en débats de longue durée, fonctionneront le lundi et le mercredi de 9 heures à 12 heures et de 14 heures à 17 heures.

**RR – 01.05 F : M. Charles Delorme, 35 FOUGERES :**

**1° nous demande conseil pour le montage d'un « VU-mètre » sur un ensemble BF ;**

**2° désire connaître les caractéristiques et le brochage du circuit intégré ESM 1600 B ;**

**3° sollicite divers renseignements concernant les mini-ordinateurs à disques.**

1° Si la tension BF de sortie de votre table de mixage est véritablement de 1 V eff., vous pourriez presque utiliser directement votre « Vu-mètre » 400 $\mu$A (après redressement du signal, bien entendu). Il est cependant plus sage de prévoir un petit étage d'amplification faisant surtout office de tampon et pour cela, un simple transistor suffit.

Nous vous prions de bien vouloir vous reporter à notre article publié dans le N° 1535, montage de la figure 4, page 290.

2° **ESM 1600 B** : circuit d'interface-quadruple comparateur destiné à assurer l'interface entre le traitement des signaux et les lignes de transmission soumises à un environnement industriel très perturbé. Gamme de tension d'alimentation = + 10 à + 35 V ; courant de sortie = 15 mA ; tension minimum d'hystérésis sur chaque entrée = 0,3 V ; protection thermique interne ; entrées et sorties protégées par des diodes.

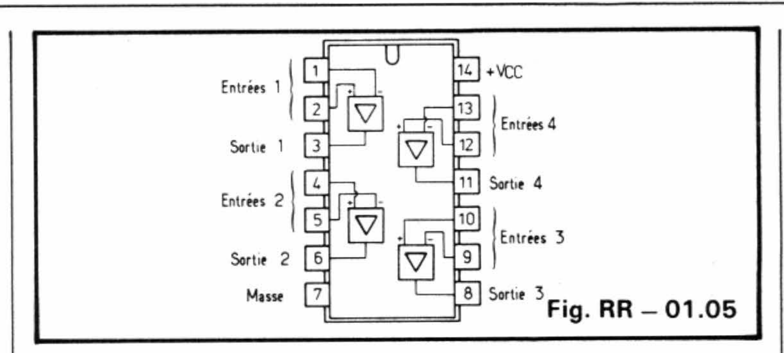


Fig. RR – 01.05

3° Dans les mini-ordinateurs présents sur le marché actuel, la mémoire centrale (RAM) est généralement limitée à environ 48 K octets (le reste étant de l'ordre de 12 K de ROM) ; en outre, cette mémoire centrale est volatile. En conséquence, les programmes importants et fichiers doivent être stockés sur un support permanent ; c'est le rôle du ou des disques magnétiques que l'on emploie maintenant.

Une disquette de 5,25 pouces (13 cm) comporte 35 ou 77 pistes contenant chacune des zones de données, d'adresses et de contrôle groupées sous forme de secteurs (chaque secteur comportant à son tour des séquences d'informations identiques à tous les secteurs ; 256 octets d'informations).

La vitesse de rotation des disquettes est de 360 t/mn ; la vitesse de transfert en kilobits est environ de 250 par seconde ; enfin, la capacité d'insertion est de l'ordre de 3,1 mégabits. Bien qu'il ne s'agisse là que d'ordres de grandeur, on imagine aisément la foule d'informations, de données, etc. susceptibles d'être enregistrées sur une face de disquette !

Cependant, une disquette est fragile ; elle craint les pressions excessives, les pliures, les températures élevées, les traces de doigt et surtout les champs magnétiques indésirables.

En conséquence, toute disquette de travail doit obligatoirement être prise en copie après chaque modification, chaque entrée de données, etc. La disquette-copie doit être ensuite stockée en un lieu différent de la disquette normale, c'est-à-dire en un lieu sûr, à l'abri de la chaleur excessive et des champs magnétiques néfastes.

C'est la raison pour laquelle il est absolument **obligatoire** de disposer de deux unités de floppy (avec un contrôleur) afin de pouvoir effectuer commodément les copies recommandées, sinon indispensables.

Quant aux différents mini-ordinateurs du marché actuel, disons qu'ils se valent (à quantité égale de RAM, bien entendu). N'oubliez cependant pas qu'un ordinateur vaut **surtout** par sa programmation, selon qu'elle est bien faite ou mal faite, selon qu'elle est bien ou mal adaptée aux services que l'on demande au système.

●

**RR – 01.06 : M. Paul Jourda, 17 ROYAN, sollicite divers renseignements :**

**1° au sujet du fréquencemètre BC 221 ;**

**2° sur les modulateurs de lumière ;**

**3° concernant la démagnétisation de l'écran d'un téléviseur couleur.**

1° Le générateur HF (fréquencemètre BC 221) a été décrit dans le n° 1106 ; malheureusement, ce numéro est épuisé depuis de nombreuses

années et nous ne pouvons plus vous le fournir.

D'autre part, nous ne pensons pas qu'il soit sage d'acquérir actuellement un BC 221, car cet appareil nécessite normalement pour son alimentation une pile de 6 V et une pile de 135 V ; or, à l'heure actuelle, cette dernière n'est plus fabriquée. Il faudrait alors envisager la construction d'une alimentation secteur.

Mais la solution incontestablement la meilleure réside dans le remplacement des lampes du BC 221 par des transistors (voir n° 1643, page 261), ce qui permet l'utilisation d'une pile normale.

Quant aux autres questions que vous nous posez, nous vous indiquons que :

a) le BC 221 couvre de 125 kHz à 20 MHz ;

b) par des modifications internes, il est possible de prévoir un oscillateur BF fixe pour sa modulation.

2° Nous avons déjà publié une foule de montages de modulateurs de lumière parmi lesquels vous ne pourriez avoir que l'embarras du choix. Les deux plus récents qui correspondent précisément à ce que vous désirez ont été décrits dans nos numéros 1625 (p. 114) et 1646 (p. 110).

3° On peut effectivement démagnétiser soi-même un écran de téléviseur couleur. Pour cela, il faut utiliser une grosse bobine parcourue par le courant alternatif du secteur et délivrant une force magnétomotrice de 1000 ampères-tours au moins ; par exemple : 2000 tours parcourus par une intensité alternative de 0,5 A eff. minimum. On déplace la bobine pour que son champ alternatif agisse sur toute la partie avant du tube (écran), le blindage et les pièces métalliques du support et du châssis.

Cette opération manuelle doit durer environ 1 à 2 minutes ; pour l'arrêter, il faut procéder très progressivement en éloignant lentement la bobine jusqu'à deux ou trois mètres et en coupant **ensuite** le courant.

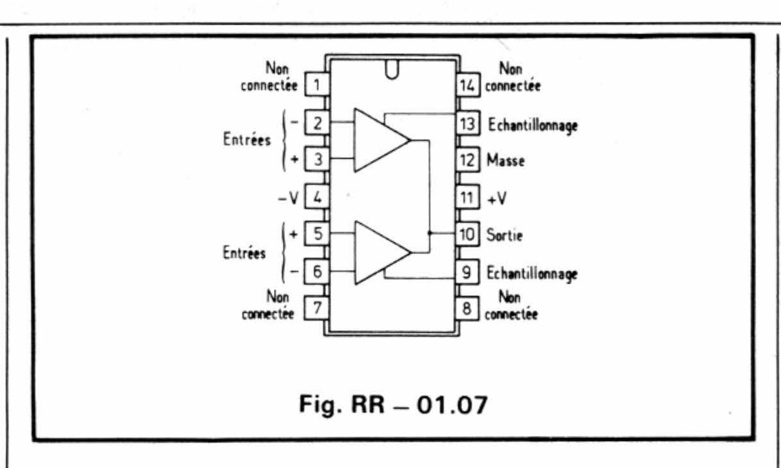



**Fig. RR – 01.07**

Il existe dans le commerce des démagnétiseurs spécialement conçus pour les opérations manuelles de désaimantation des tubes cathodiques.

●

**RR – 01,07 – F : M. Lucien Bouvier, 40 DAX :**

**1° désire connaître les caractéristiques et le brochage du circuit intégré type SFC 2711 ;**

**2° nous demande ce qu'est un moteur pas à pas.**

1° **SFC 2711** : double comparateur de tension à sortie commune, chaque comparateur ayant une entrée différentielle et une entrée d'échantillonnage. Vcc = + 12 V ; Pd = 300 mW. Ce circuit intégré peut se présenter sous trois boîtiers différents : métallique rond à 10 pattes, plat à 10 pattes et DIL enfichable à 14 pattes. C'est ce dernier brochage qui est représenté sur la figure RR–01.07.

2° Un moteur pas à pas est un moteur qui se positionne automatiquement, soit directement, soit à la sortie d'un réducteur mécanique, suite à des impulsions de courants qui lui sont appliquées. Il s'agit en général de moteurs de faibles puissances (couple dynamique de 7 à 280 mN.m), présentant un bon amortissement, une grande insensibilité aux inerties extérieures, un couple de maintien important même en l'absence d'alimentation (technologie à aimants permanents). Leur tension d'alimentation est comprise généralement entre 5 et 12 V.

Ce type de moteur à commande électronique est souvent employé dans les imprimantes, enregistreurs sur papier, pompes médicales, analyseurs d'échantillons, télécopieurs, contrôles d'ouverture de diaphragmes, radars et instruments pour la navigation, etc. Pour de plus amples renseignements, vous pourriez consulter :
La Radiotechnique R.T.C.
130, avenue Ledru Rollin
75540 Paris cédex 11.

●

**RR – 01.08 : M. Daniel Meilland, 28 DREUX :**

**1° nous demande comment obtenir l'affichage digital d'une tension alternative (courant du secteur) ;**

**2° est surpris d'avoir du souffle en réception FM stéréophonique alors qu'il n'en a absolument pas en monophonie ;**

**3° nous demande conseil pour un projet de construction d'amplificateur BF.**

1° Pour l'affichage digital d'une tension, il n'est pas d'autre solution – cela semble évident – que l'achat ou la construction d'un voltmètre électronique à affichage digital précisément.

Pour cette éventuelle construction par vos soins, nous vous suggérons de consulter nos numéros suivants : 1637 (p. 237), 1640 (p. 174), 1641 (p. 158 et 265), 1642 (p. 186), 1643 (p. 157) et 1644 (p. 213).

2° Le souffle constaté indique que les signaux appliqués à l'entrée du tuner FM ne sont pas d'une amplitude suffisante pour l'obtention d'un fonctionnement correct en stéréophonie (bien qu'aucun souffle n'existe en monophonie). Ceci n'a d'ailleurs rien de surprenant avec une antenne FM intérieure lorsqu'on réside un peu loin de l'émetteur ou que les conditions locales de réception sont difficiles ; la solution consiste tout simplement à utiliser une bonne antenne FM extérieure.

3° Dans l'article dont vous nous entretenez (n° 1535), outre le mélangeur à quatre entrées qui vous intéresse et faisant l'objet de la figure 6, page 254, nous remarquons que ce même article décrit également un correcteur de timbre (fig. 5) dont un exemplaire pourrait prendre place à l'avant de chaque entrée E1, E2, E3, E4 du mélangeur.

Si vous envisagez l'utilisation d'un expanseur-compresseur agissant simultanément sur les quatre voies, il devra être installé à la sortie du mélangeur (fig. 6). Un montage de compresseur-expanseur BF a été décrit dans le n° 1630, page 221, auquel nous vous prions de bien vouloir vous reporter.

●

**RR – 01.09 – F : M. Pierre Gonthier, 64 BAYONNE :**

**1° désire connaître les caractéristiques et le brochage des tubes cathodiques DG3 et DG3/2 ;**

**2° nous demande notre avis au sujet d'un montage de S-mètre (dont il nous soumet le schéma) pour un récepteur de trafic.**

1° Voici les caractéristiques du tube cathodique DG3 :

Diamètre = 38 mm ; spot vert ; chauffage = 6,3 V, 0,65 A ; Va2 = 500 V ; Va1 = 150 V ; Vg = 0 à – 35 V.

Pour le type DG 3/2, nous avons : Va2 = 800 V et Va1 = 200 V.

Brochage : voir figure RR – 01.09.

2° Ce dispositif de S-mètre se raccorde effectivement sur l'entrée du potentiomètre de volume BF du récepteur ! Néanmoins, à notre avis, des montages de ce genre sont absolument sans intérêt et ne méritent surtout pas le nom de S-mètre.

En effet, tout récepteur de trafic comporte une commande automatique de gain (C.A.G.) qui tend à rendre à peu près constant le volume sonore (BF) quel que soit le niveau de l'émetteur reçu. En d'autres termes, qu'une station soit reçue faiblement ou au contraire avec un champ très intense, l'amplitude des signaux à l'entrée de l'amplificateur BF est à peu près constante ; donc la déviation du pseudo S-mètre sera, elle aussi, à peu près constante quel que soit le niveau de l'émetteur reçu ! Où est donc alors la véritable fonction « S-mètre » ? Quelle valeur accorder à ses indications ?

Pour qu'un S-mètre fonctionne comme tel, il doit être commandé par la composante continue née du redressement des signaux FI, c'est-à-dire le plus souvent et le plus simplement commandé par la tension de C.A.G.

●

**RR – 01.10 – F : M. Gabriel Berne, 80 ABBEVILLE, nous demande :**

**1° les caractéristiques et le brochage du circuit intégré TBA 341 ;**

**2° ce qu'est une diode à avalanche contrôlée ;**

**3° des renseignements complémentaires au sujet du chenillard programmable décrit dans le n° 1606, page 99.**

1° Le circuit intégré TBA 341 est constitué de deux amplificateurs différentiels indépendants associés chacun à un transistor à courant constant. Les six transistors NPN intégrés ont un faible niveau de bruit et une fréquence de transition de l'ordre de 300 MHz. Caractéristiques limites principales : Vcb = 20 V ; Vce = 15 V ; Veb = 5 V ; Ic = 50 mA ; Pd (totale 6 transistors) = 600 mW.

Brochage : voir figure RR–01.10.

Le collecteur de chaque transistor du TBA 341 est isolé du substrat par une diode intégrée (tension maximale collecteur-substrat = 20 V). Le substrat (sortie 5) doit être connecté au point le plus négatif du circuit pour assurer un isolement convenable entre les collecteurs des différents transistors.

2° Dans un montage redresseur, la majorité des tensions transitoires peut être réduite par l'utilisation de condensateurs adéquats ou de résistances et condensateurs en série. L'emplacement de ces éléments dépend essentiellement du type de tension transitoire à supprimer.

Les diodes redresseuses dites « à avalanche contrôlée » ont une caractéristique inverse très semblable à celle d'une diode zener, mais se produisant à des tensions beaucoup plus élevées. Une telle caractéristique permet au montage redresseur d'absorber une quantité limitée et définie d'énergie transitoire.

Cette caractéristique est particulièrement utile pour des diodes redresseuses montées en série et conduit à une amélioration de la répartition des tensions en régime transitoire ou permanent ; d'où excellente tenue de ce type de diode vis-à-vis des surtensions éventuelles.

3° a) La diode zener BZX 46 – C10 peut être remplacée par tout autre type de diode de régulation pour une tension de 10 V.

b) Les triacs TIC 226 D peuvent être remplacés par le type 40669 de R.C.A. ; ce sont des triacs à tension récurrente de pointe à l'état bloqué de 400 V et présentant une intensité directe maximale de 8 A.

c) Le brochage du circuit intégré LM 309 et son implantation sur le circuit imprimé apparaissent nettement sur le dessin de la page 102.

d) Le transistor unijonction TIS 43 pourrait se remplacer par les types 2N2646 ou 2N2647. Le brochage de ce transistor unijonction apparaît sur le dessin de la page 102 : le circuit d'émetteur E aboutit à la diode 1N914 (D4) ; le circuit de base B2 aboutit à la diode zener $D_5$ ; enfin, la base $B_1$ aboutit à la résistance $R_4$.

e) Sur la figure 3, page 101, la connexion de gauche de la résistance $R_3$ doit aboutit au (+) alimentation (connexion commune à $D_3$ et positif de $C_1$).

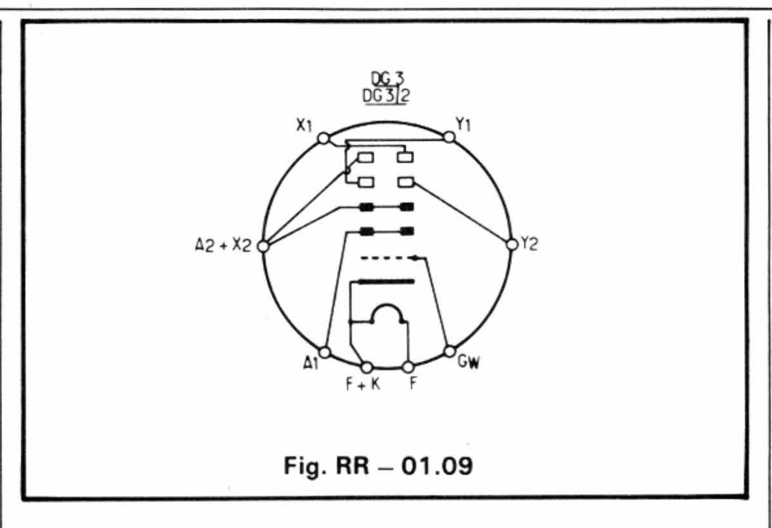


**Fig. RR – 01.09**

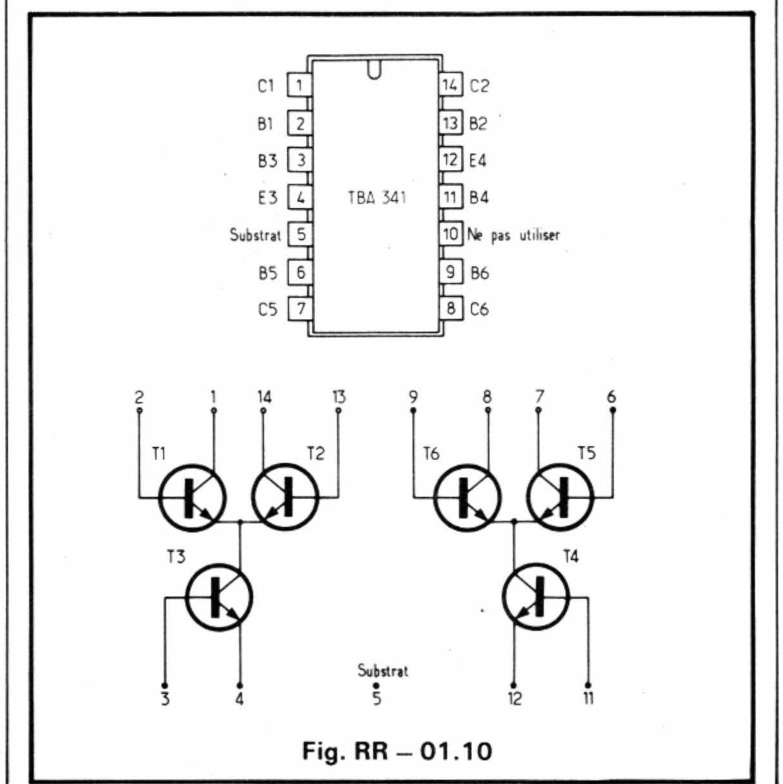


**Fig. RR – 01.10**

●



**NOTA**

Lorsque nous publions un rectificatif (qu'il s'agisse du Haut-Parleur, de Electronique Pratique, ou de toute autre revue), nous nous permettons de donner le sage conseil à nos lecteurs de noter ou de reporter le rectificatif sur l'article auquel il se rapporte.

Même si cet article ne vous intéresse pas dans l'immédiat, il pourra peut-être vous intéresser dans quelques mois. A ce moment-là, le petit travail que nous vous demandons vous évitera des erreurs, des hésitations, du courrier pour lequel on attend les réponses avec impatience, etc. Cela éviterait aussi des répétitions inutiles dans la présente rubrique.

**RR – 02.02 : M. Bernard Relave, 21 BEAUNE :**

**1° sollicite divers renseignements concernant l'utilisation des haut-parleurs ;**

**2° demande les caractéristiques et correspondances du transistor SFT 337 ;**

**3° désire des schémas de boîtes d' « effets spéciaux » pour guitares.**

1° Les caractéristiques d'un filtre pour haut-parleurs ne dépendent pas de la puissance à transmettre, sauf en ce qui concerne la section du fil des bobinages. Ces caractéristiques sont déterminées par le nombre de voies (généralement deux ou trois), par les fréquences de coupure des haut-parleurs et par l'impédance de ces haut-parleurs.

Quatre haut-parleurs de chacun 45 W/ 8 Ω connectés en série-parallèle présentent effectivement une impédance de 8 Ω et peuvent accepter une puissance de 180 W.

2° Caractéristiques maximales du transistor SFT 337 : Germanium PNP ; Pc = 150 mW ; Ft = 1,5 MHz ; Vcb = 32 V ; Vce = 24 V ; Veb = 10 V ; Ic = 200 mA ; h fe = 110 pour le = 2 mA et Vcb = 1 V. Correspondances : AC 151, AC 191.

3) Vous pourriez vous reporter aux publications suivantes :

Fuzz : Haut-Parleur n° 1638 (p. 219).

Boîtes de distorsions : Radio-Plans n° 308 (p. 25), Electronique Pratique n° 21 (p. 129).

Phasing : Radio-Plans n° 381 (p. 65), Haut-Parleur n° 1618 (p. 155) et n° 1641 (p. 172).

Trémolo-vibrato : Radio-Plans n° 393 (p. 18), Electronique Pratique n° 19 (p. 72).

Fuzz-sustain-noise gate : Haut-Parleur n° 1656 (p. 155).

●

**RR – 02.03 : M. Vincent Delbarre, 93 PANTIN, nous demande :**

**1° des précisions concernant le multimètre numérique dont la description débute sur le n° 1583 ;**

**2° conseil pour l'utilisation de haut-parleurs ;**

**3° que faire pour éviter l'implosion d'un tube cathodique de téléviseur.**

1° Concernant ce multimètre numérique, nous vous rappelons que les rectificatifs s'y rapportant ont été publiés dans le n° 1604, page 188.

2° Avec les haut-parleurs à votre disposition, comme d'ailleurs pour la plupart des haut-parleurs vendus pour la construction d'enceintes acoustiques, nous estimons que les fréquences de recouvrement les plus appropriées seraient 600 et 5 000 Hz environ.

3° Pour éviter l'implosion d'un tube cathodique, il suffit d'éviter un refroidissement brusque (par exemple, courant d'air froid sur un tube chaud). Il faut également s'assurer que le tube ne présente pas de défaut (félure du verre) et que la fixation n'exerce pas une force excessive sur le tube cathodique. Par ailleurs, un tube cathodique ne doit jamais être manipulé en le tenant par le col, mais exclusivement en le prenant à deux mains par la dalle (écran).

●

**RR – 02.06 : M. Christian Poyet, 41 BLOIS :**

**1° désire connaître la correspondance de divers transistors ;**

**2° nous demande la publication du schéma du récepteur BC 348 ;**

**3° recherche des schémas de détecteurs de métaux.**

1° Voici les équivalences des transistors dont vous nous entretenez :

**MPS-A 66** : BC 516.

**MFE 3008** : BF 351 ou 353, 3N 201 ou 203.

**MJ 3000** : BDX 65, BDX 67, MJ 4033, 2N 6057.

**2N 5952** : BF 244 ou 245, 2N 3821 ou 3822.

2° Les récepteurs BC 312, 314, 342, 344 et 348 sont pratiquement identiques ; leurs descriptions avec schémas ont été publiées dans nos numéros 878, 891 et 945. Malheureusement, ces numéros sont épuisés depuis très longtemps et ne seront certainement pas ré-édités, les appareils cités étant maintenant désuets, périmés et n'offrant plus aucun intérêt.

3° D'après notre fichier documentaire, des descriptions de détecteurs de métaux ont été faites dans nos numéros 1316 (p. 118), 1416 (p. 57), 1429 (p. 153(, 1598 (p. 107) et 1656 (p. 179).

●

**RR – 02.07 : M. Alain Bouchand, 72 ALLONNES, nous demande :**

**1° conseil pour l'achat d'un fréquencemètre ;**

**2° conseil pour l'achat et l'utilisation des quartz.**

1° Nous ne vous conseillons pas l'achat d'un fréquencemètre de telle marque plutôt qu'une autre, cette rubrique étant essentiellement technique, et non commerciale.

Vous avez néanmoins bien fait de nous consulter, car l'achat d'un fréquencemètre est une chose délicate pour laquelle il ne faut pas considérer que la fréquence maximale susceptible d'être mesurée et le prix ! Naturellement, le choix se fait comme pour la plupart des instruments de mesure, c'est-à-dire à partir des spécifications et possibilités, mais celles-ci sont parfois difficiles à interpréter. Nous allons donc examiner les spécifications les plus importantes et la facon de les comprendre.

### Fréquence maximale

Cette caractéristique semble évidente, mais encore faut-il être certain que la limite en fréquence annoncée n'existe pas que sur le papier, c'est-à-dire qu'elle n'est pas supérieure aux possibilités des circuits intégrés logiques employés dans l'appareil.

### Sensibilité

L'expérience nous a prouvé qu'une sensibilité de 15 à 25 mV est la mieux adaptée à la plupart des cas. En fait, une sensibilité plus faible est pratiquement sans objet ; une sensibilité plus grande (1 mV, par exemple) provoque généralement des fausses mesures si le signal n'est pas pur.

### Impédance d'entrée

Cette impédance met en jeu la résistance d'entrée et la capacité d'entrée ; ces deux grandeurs doivent donc être connues. Aux fréquences élevées (supérieures à 150 MHz), la capacité d'entrée est le facteur le plus important ; à 500 MHz, 1 MΩ sur 25 pF est égal à 6 Ω, d'où l'utilisation de sorties basses impédances en 50 Ω pour obtenir un taux d'ondes stationnaires le plus faible possible dans les câbles de liaison.

### Précision

C'est celle de la base de temps ± 1 digit ; la précision de la base de temps doit inclure le vieillissement et la stabilité en température.

### Résolution

Elle se détermine par le nombre de digits et le temps d'ouverture de porte est en rapport avec la précision annoncée (comme définie précédemment).

2° a) Pour obtenir une précision absolue dans la fréquence de l'oscillation d'un quartz, après taillage et vieillissement, il faut envisager sa stabilisation en température (enceinte thermostatée) ; mais une telle disposition n'est pas toujours possible du fait de l'encombrement requis pour une enceinte de ce genre.

b) Lorsqu'on fait tailler un quartz pour une fréquence donnée, il faut toujours indiquer le montage d'oscillateur sur lequel le quartz sera utilisé ; ainsi, le fabricant peut faire la mise au point en fréquence du quartz sur le même type d'oscillateur.

# SPEAKERCRAFT
## de WHARFEDALE




**LA GARANTIE WHARFEDALE**
Depuis près de cinquante ans nous concevons et améliorons nos haut-parleurs de "pure haute fidélité". Nous sommes orfèvres en la matière.

Construire une enceinte acoustique avec les composants SPEAKERCRAFT c'est donner à la qualité sonore toute sa plénitude.

Les enceintes acoustiques dépendent, pour être efficaces, de leurs dimensions, de leur structure et du volume musical demandé. On peut monter des haut-parleurs selon diverses combinaisons pour permettre à l'utilisateur de réaliser une enceinte acoustique idéale adaptée à son goût personnel.

**ORIGINES**
Fondée par Gilbert Briggs en 1932, WHARFEDALE a toujours été "en pointe" de la technologie de la reproduction sonore. 1945 : commercialisation de la première enceinte à deux voies avec filtre.
1955 : premier haut-parleur à suspension à demi rouleau.

Depuis dix ans nous utilisons l'holographie au laser qui permet de photographier l'action d'une membrane de haut-parleur et de corriger les mouvements intempestifs de celle-ci.

**ELIMINATION DES DISTORSIONS**
L'audition des enceintes met en relief l'importance des distorsions. WHARFEDALE, par une analyse unique en son genre décèle et remédie à tous les types de distorsions. Ainsi la résonnance à retard de phase (vibrations résiduelles après l'arrêt du signal) peut être maîtrisée.

La gamme SPEAKERCRAFT bénéficie des tous derniers perfectionnements de la production WHARFEDALE, pour vous permettre de réaliser avec ces composants, l'enceinte acoustique dont vous rêvez.

Vous pouvez vous procurer ces éléments aux comptoirs des revendeurs spécialisés dans les "kits".

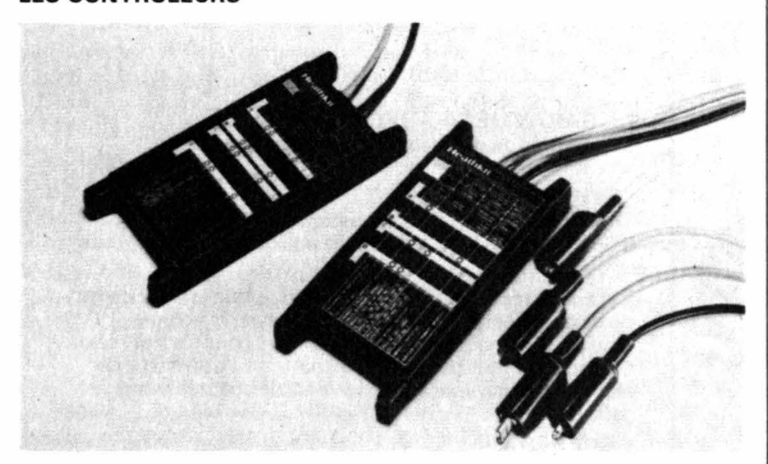
**COMBINAISONS RECOMMANDÉES POUR OBTENIR LE MAXIMUM DE SATISFACTION**

| SYSTEMS | AIGUS | | MEDIUMS | | BASSES | | | FILTRE DE SEPARATION | | | | | | TUBE DE CHARGE | | Puissances (Watts) DIN 45573/Musique | | Fréquences Typiques | Fréquences de Transition | Volume en litres |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | T/02/1 | ET/02/1 | M/10/1 | EM/10/1 | B/20/1 | B/25/1 | EB/25/1 | DN 1 | DN 2 | DN 3 | EDN 1 | EDN 2 | EDN 3 | LT 1 | ELT 1 | DIN 45573 | Musique | | | |
| **L60** | ☐ | | | | ☐ | | | ☐ | | | | | | | | 75 | 50 | 55 - 30000 | 3500 | 17 |
| **L80** | ☐ | | ☐ | | ☐ | | | | ☐ | | | | | ☐ | | 80 | 55 | 52 - 30000 | 650/3500 | 20 |
| **L100** | ☐ | | ☐ | | | ☐ | | | | ☐ | | | | ☐ | | 105 | 70 | 40 - 30000 | 700/3500 | 29 |
| **E50** | | ☐ | | ☐ | | | ☐ | | | | ☐ | | | | ☐ | 100 | 70 | 40 - 18000 | 800/7000 | 50 |
| **E70** | | ☐ | | ☐☐ | | | ☐ | | | | | ☐ | | | ☐☐ | 150 | 100 | 35 - 18000 | 800/7000 | 70 |
| **E90** | | ☐ | | ☐☐ | | | ☐☐ | | | | | | ☐ | | ☐☐ | 200 | 140 | 30 - 18000 | 150/800/7000 | 110 |

BROCHURE DÉTAILLÉE contre 4 timbres à 1,40 F

 **RANK AUDIO VISUAL** 24 RUE PIERRE SEMARD - 75009 PARIS

**DU NOUVEAU POUR LES AUTOMOBILISTES : LES CONTROLEURS**



Heathkit augmente sa gamme d'appareils de contrôle moteur avec le CI 2055 : un contrôleur d'allumage électronique qui permet de vérifier et tester les différents modules d'un allumage électronique.

Le CI 2065 : le contrôleur de charge pour la vérification du bon fonctionnement de la batterie, du régulateur, etc.

**BIBLIOGRAPHIE**

**CONNAISSANCE DE L'AUTORADIO**
**Circuits de base**
**Caractéristiques**
**par Roger Ch. Houzé**




Le poste autoradio est un compagnon de route agréable et utile, il distrait, il informe, il sécurise.

L'écoute habituelle de la Hi-Fi a rendu l'auditeur exigeant. Grâce aux ressources de l'électronique, l'autoradio s'est perfectionné ; il est devenu plus compact et plus simple à l'emploi mais d'une constitution plus complexe.

Pour répondre au besoin de documentation dans cette discipline, « Connaissance de l'Autoradio » bréviaire des spécialistes, a du s'étoffer considérablement. La deuxième édition de ce titre comportera 2 tomes.

Le tome 1 qui vient de paraître traite des principes de l'émission et de la réception, des caractéristiques fondamentales des appareils, de leurs circuits, des accessoires qui concourent à leur utilisation. Il présente les différentes formules d'appareils, récepteurs, lecteurs combinés, mono ou stéréo.

Il est une introduction au tome 2 qui doit paraître dans quelques mois et traitera de la technologie avancée : appareils à affichage digital, mémoires électroniques, associés à des microprocesseurs, et exposera les principes d'installation et de maintenance.

344 pages – 412 figures – 105 F franco.

Editions S.E.M.I.S.

**BIB – UN KIT DE NETTOYAGE POUR MAGNETOPHONE A CASSETTE SPECIAL VOITURE**

Pour le nettoyage des têtes, du cabestan et du galet presseur, du magnéto-cassette de votre voiture, BIB commercialise un kit de nettoyage qui comprend deux cassettes numérotées et un flacon qui contient un liquide nettoyant à base d'alcool.

L'utilisation en est très simple : la première cassette contient une bande en coton tissé qu'il suffit d'humecter avant de la placer dans le lecteur de cassette, la seconde cassette contient également un ruban en coton, qui servira à sécher têtes et cabestan et à enlever les dernières poussières laissées après le passage de la première cassette.



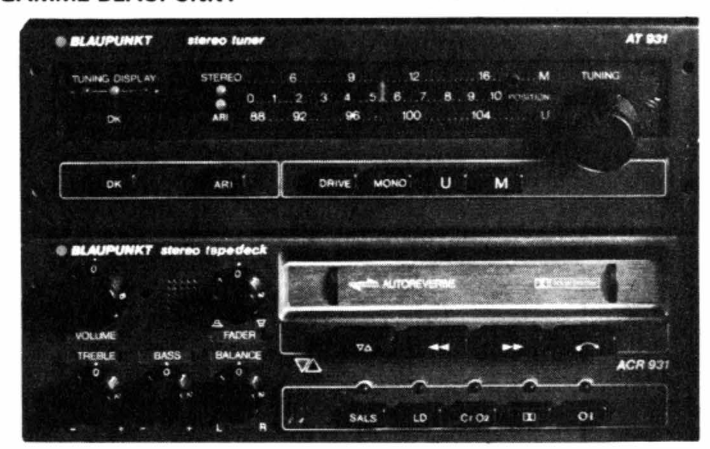

**LE PREMIER SALON DE LA C.B. ET DE L'AUTORADIO**

Le premier Salon de la C.B. et de l'autoradio se tiendra du vendredi 22 au lundi 25 mai au Palais des Expositions de la Porte de Versailles à Paris. Le lundi 25 mai sera réservé aux professionnels.

En plus des appareils C.B. et autoradios, des émetteurs récepteurs pour radio-amateurs et des radiotéléphones seront présentés.

Ce salon est organisé par la société NEOMEDIA, 221, rue Lafayette, 75010 Paris. Tél. : 241.81.81.

**GAMME BLAUPUNKT**




**La chaîne 931 Blaupunkt**

La chaîne 931 Blaupunkt comprend le tuner stéréo AT 931 et la platine cassette amplificateur de puissance ACR 931.

**Le tuner AT 931**

Il permet de capter les gammes PO et FM. Il est équipé d'un dispositif de calage sur l'émetteur à 3 diodes et d'un commutateur mono/ stéréo.

**La platine cassette ACR 931**

Cette platine est munie du dispositif Autoreverse et du système Dolby. Elle permet l'utilisation de bandes $CrO_2$. Une commutation Loudness permet une écoute à bas niveau, et le dispositif SALS permet de compenser automatiquement le volume en fonction du bruit ambiant. L'amplificateur associé délivre une puissance de 4 × 15 W, sa bande passante s'étend de 40 à 1 500 Hz.

Dimensions : 179 × 50 × 146,5 mm.

Dimensions du tuner : 179 × 50 × 146,5 mm.

# ANTENNE INTÉRIEURE «ZL SPÉCIALE» 28 MHz

L'ANTENNE « ZL Spécial » est un aérien constitué essentiellement par deux dipôles repliés, d'inégale longueur, tous deux alimentés, espacés de 1/8 de longueur d'onde et déphasés de 135 °. Cette disposition lui confère un rayonnement unidirectionnel avec un gain avant de 6 dB et un excellent rapport avant-arrière. C'est un système, connu depuis longtemps, dont on trouvera le principe dans notre ouvrage spécialisé *, mais qui n'a cependant, jamais été très largement utilisé. Est-ce la relative complexité de l'assemblage des tubes ou le fait qu'il ne s'agit, en tout état de cause, que d'une antenne monobande ? L'auteur estime, pour sa part, que la « ZL Spécial » mérite intérêt et expérimentation lorsqu'on en est réduit, ce qui est fréquemment le cas à notre époque d'urbanisation à outrance, à utiliser la solution de fortune des antennes intérieures. On notera que les antennes à dipôle replié peuvent également être repliées sur elles-mêmes à leurs extrémités sans inconvénient appréciable, ce qui constitue un argument supplémentaire. Toutes les antennes sont sensibles à la proximité et, s'agissant d'antennes intérieures, il est difficile d'éviter le voisinage des fils électriques de distribution, des conduites d'eau, des tuyaux de chauffage central, ce qui se traduit par des résonances, parasites, des variations brusques du rapport d'ondes stationnaires, une réduction du gain et de la directivité. Les aériens alimentés, en particulier s'ils sont constitués par un dipôle replié, comme c'est le cas de la ZL Spécial, sont donc moins sensibles aux influences extérieures, que les antennes à éléments parasites linéaires du type Yagi, par exemple. Par opposition, la ZL Spécial est un circuit résonnant à faible Q et par conséquent à large bande passante, ce qui la rend particulièrement tolérante au regard de l'espacement et de la longueur même des éléments. L'impédance aux points d'alimentation, xx', est d'environ 70 Ω et, de ce fait, s'adapte très bien à un câble courant de 75 Ω, en prenant la précaution d'interposer un balun, de type bazooka, facile à réaliser également (fig. 1).

Une version, réduite à 3/8 λ, et avec 1/10 de longueur d'onde d'espacement donne encore un gain de 4 à 5 dB. Or une telle antenne, taillée pour la bande 14 MHz n'est pas plus encombrante qu'une Yagi 28 MHz et peut se loger dans un grenier de 5,5 mètres de côté. C'est donc vraiment le type même d'antenne intérieure.

Dans la pratique, on peut donc considérer que l'antenne ZL Spécial est constituée par deux dipôles repliés, de longueur critique, naturellement, et alimentés en phase par une ligne 300 Ω. Les deux dipôles étant disposés dans le même plan horizontal, on peut imaginer une ligne de couplage à diélectrique air de longueur égale à l'espacement optimum qu'on trouvera plus loin, et qui est de l'ordre de 1/8 de longueur d'onde. Cette ligne peut être réalisée très facilement au moyen de deux fils émaillés de 15/10 mm, maintenus parallèles à une distance constante de 10 mm, par des barrettes de matière isolante minces et collées. Comme le facteur de vélocité dans une telle ligne est très voisin de l'unité, sa longueur sera égale à la distance qui doit séparer les deux éléments. Mais comme il existe une version commerciale de ligne 300 Ω (Amphénol, par exemple) on est très tenté de l'utiliser, ce qui simplifie passablement les choses mais fait intervenir le coefficient de vélocité qui conduit, étant de l'ordre de 0,8, à raccourcir la ligne, ce

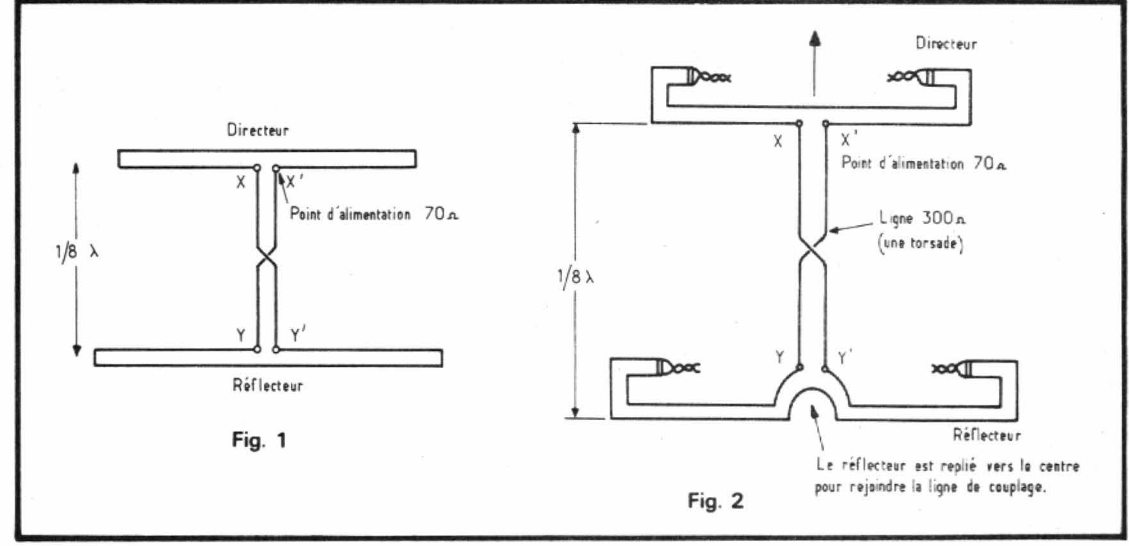



Fig. 1

Fig. 2

* Bibliographie : Les Antennes (R. Brault et R. Piat), Librairie de la Radio.

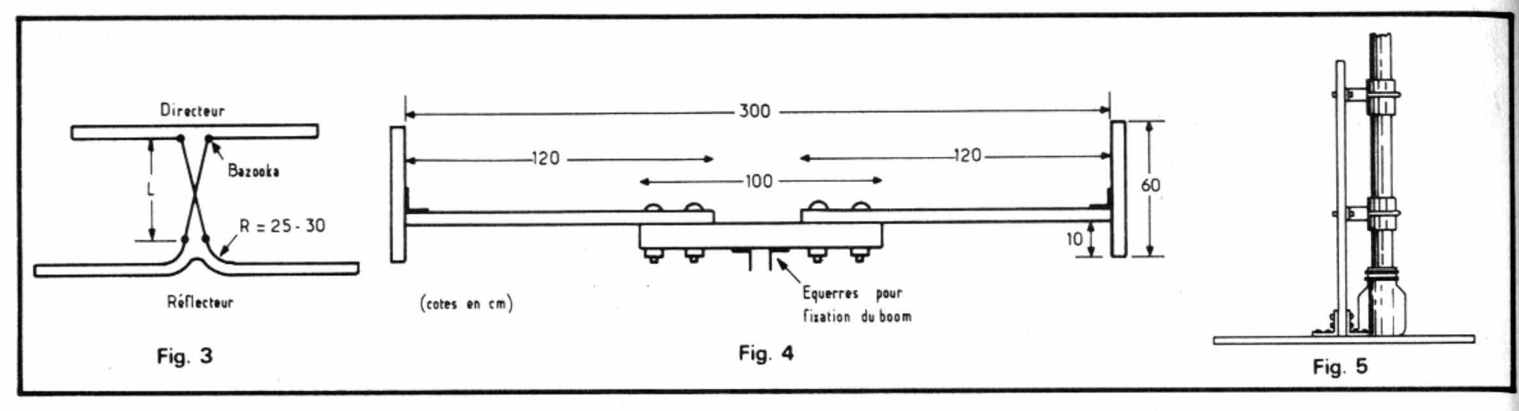


Fig. 3 Fig. 4 Fig. 5

qui est inconciliable avec l'espacement imposé. La solution ne peut être que pratique. Il faut déformer l'un des éléments pour rapprocher son centre de l'extrémité de la ligne. C'est ce que représente la figure 3. Le réflecteur est replié en son centre sur un rayon de 25 à 30 cm, de manière à rejoindre l'extrémité libre de la ligne de couplage qui a été préalablement coupée à longueur critique, résultant de l'application pure et simple de la formule et de la multiplication par le facteur K, de vélocité. De manière à mettre les deux éléments en phase, il suffit de tordre la ligne en son milieu d'un demi-tour seulement de manière que le point x' soit relié à y et x à y'. A défaut d'un symétriseur du commerce, on peut réaliser très simplement un passage symétrique-dissymétrique, de type bazooka, à partir d'un brin de câble coaxial ou plus simplement de l'extrémité du câble d'alimentation. Pour ce faire, on commence par déterminer la longueur électrique exacte d'un quart d'onde du câble utilisé (RG59-U par exemple) à la fréquence centrale choisie (28,5 MHz, par exemple). On aboutit à :

$$\frac{300}{28,5 \times 4} = 2,63 \text{ m.}$$

A cette distance de l'extrémité, on marque sur la gaine en vinyl du câble un trait au stylo à bille et, avec une lame de rasoir, on met à nu la tresse du câble, sans la couper, sur une longueur de 1 cm environ. Ensuite, on enfile, par-dessus la gaine isolante un morceau de tresse métallique de même longueur prélevée sur un autre câble que l'on soude seulement à l'endroit dénudé. Il ne reste plus qu'à brancher le câble normalement en prenant simplement la précaution que la tresse rapportée n'ait aucun autre point de contact que celui avec la gaine, au niveau de la soudure. Pour l'antenne proprement dite...

Les dimensions à adopter sont nombreuses et variées car la longueur des éléments dépend du type de construction. Les portions repliées verticalement, afin de réduire l'encombrement, jouent également le rôle de capacités terminales et contribuent en même temps au raccourcissement de l'élément. Les dimensions qui ont été trouvées comme les plus favorables, par expérience, et ont donné les meilleurs résultats sur la bande 28 MHz sont déterminées à partir des formules suivantes :

– Longueur du directeur : 135/F
– Longueur du réflecteur : 144/F
– Espacement : 37,2/F (fig. 2)
– Longueur de la ligne de mise en phase : espacement × 0,82 (à supposer que 0,82 soit le coefficient de vélocité du ruban plat utilisé ce qui est le cas du ruban plat Amphénol courant.

Un calcul pratique pour la fréquence centrale 28,5 MHz qui semble la mieux choisie pour tenter aussi bien les stations américaines, que les stations des autres continents, donne les résultats suivants :

– Directeur : 4,74 m
– Réflecteur : 5,05 m
– Espacement : 1,30 m
– Ligne : 1,07 m

Reste à réaliser l'aérien pratiquement, car, là aussi, on trouve quelques idées originales. Tout d'abord, comme il est destiné à fonctionner à l'intérieur, aucune considération de précautions, au regard des intempéries ou de la tempête, n'intervient. Bien que l'utilisation d'un bâti en PVC soit très tentante, il ne faut pas s'y arrêter car le matériau n'est pas, mécaniquement, suffisamment rigide. Non, on prendra tout simplement du bois (hêtre ou pin) sans nœud, en liteau, non déformé, de 50 × 30 mm de section que l'on coupera et assemblera ainsi que le montre la figure 4 (deux éléments semblables).

Le boom qui les réunit est, lui-même un liteau de 1,30 mètre de long, de manière à assurer l'espacement entre les deux éléments. Ceux-ci pourraient être constitués par des fils ou des tubes de cuivre ou d'aluminium, mais, autre idée originale, on a utilisé, tout simplement, ici encore, le ruban plat 300 Ω (Amphénol), coupé aux dimensions ci-dessus. Chaque élément étant, d'une part, court-circuité aux deux extrémités et ouvert au milieu de l'un des fils pour ménager les points de raccordement x, x', y, y', constitue un dipôle plié, que l'on tend horizontalement sur 3 mètres de long et dont les extrémités pendent le long des parties verticales, et peuvent même être roulées en boucle. Le réflecteur, comme dit plus haut, est replié en son milieu, jusqu'à rejoindre l'extrémité de la ligne. Il n'y a rien de plus à dire. Un système dérivé de celui que nous proposons permet même de réaliser très simplement une antenne orientable (fig. 5).

Le tube est un morceau de PVC de 32 mm passé dans deux manchons de PVC également, d'un diamètre légèrement supérieur, enserrés dans des U fixés dans une planche verticale. Le tube servant de mât repose sur un bocal de confiture (vide, de préférence) et l'ensemble, qui se présente conformément à la figure, est assujetti à deux planches de panneau aggloméré de 60 × 30 cm, assemblées par deux équerres de chaque côté. Comme l'antenne est légère et sensiblement symétrique, mécaniquement, l'installation présente une bonne stabilité.

Les performances sont intéressantes. C'est ainsi que, tout d'abord, la bande passante obtenue est beaucoup plus large que celle d'une antenne Yagi, et le rapport d'ondes stationnaires est toujours inférieur à 2/1.

Le gain par rapport à un dipôle est de 6 à 7 dB pour un rapport avant-arrière de 15 à 18 dB.

Des performances notables ont été réalisées avec de très faibles puissances, les bonnes conditions de propagation actuelles aidant.

Aucun de nos lecteurs ne sera assez naïf pour penser que le fait d'installer cette antenne dans le grenier lui confère des qualités exceptionnelles mais, placée à l'intérieur, elle donne d'excellents résultats et, à ce titre, mérite de retenir l'attention.

Inspiré de Ham-Radio 5-80

**Robert PIAT**
(F3XY)

# PETITES ANNONCES

## TARIF DES P.A.

Nous prions nos annonceurs de bien vouloir noter que le **montant** des petites annonces doit être obligatoirement joint **au texte envoyé (date limite : le 15 du mois précédant la parution),** le tout devant être adressé à la Sté Auxiliaire de Publicité, 70, rue Compans, 75019 Paris. Tél. 200.33.05.

C.C.P. Paris 3793-60

| | |
|---|---|
| Offre d'emploi la ligne TTC | **15 F** |
| Demande d'emploi la ligne TTC | **7 F** |
| Achat de matériel la ligne TTC | **16 F** |
| Vente de matériel la ligne TTC | **16 F** |
| Fonds de commerce la ligne TTC | **19 F** |
| Divers la ligne | **19 F** |
| Domiciliation au journal TTC | **18 F** |
| Forfait encadrement TTC | **35 F** |

La ligne de 31 lettres signes ou espaces

**Le montant des petites annonces doit être obligatoirement joint au texte le 15 du mois précédant la parution.**

(Annonces commerciales demander notre tarif).

## Offres d'emploi 15 F

**DISQUES CHARMILLES** (cassettes)
Edition s/Label disques compte d'Auteurs ; Conditions spéciales Membres SACEM ; Distribution Disquaires, G.S. etc.
**Recherchons Agents Commerciaux**
**62, Mail des Charmilles, 10000 Troyes**

ENTREPRISE (91)
recrute :

**CABLEUR MAQUETTISTE P. 3**

Pour cablage de précision sur maquettes électroniques CAP + 1re expérience

Env. C.V. et prét. à n° 89940, Contesse Publicité : 20, av. de l'Opéra, 75040 Paris Cedex 01 qui transmettra.

Vous aimez la sono, vendez-la !
**SONORISATEUR-TECHNICIEN**
Poste avec responsabilités - bonne rémunération.

- Il aura 25 ans minimum, goût du contact et sens des responsabilités, sera dynamique et de bonne présentation.
- Il possèdera une connaissance approfondie de l'électronique et de la prise de son.
- Permis de conduire nécessaire, car nombreux déplacements.
- Une expérience dans un poste similaire ou de bonnes références sont obligatoires.

Nous offrons :

- Un poste avec responsabilités.
- Un salaire motivant, plus un intéressement aux résultats.
- Une ambiance dynamique et évolutive.

Téléphonez au 844.53.83

**SONECOM**
(Constr. SONO-INTERPH.-PORTIER) 96, rue M.-Sangnier, 95700 MAISONS-ALFORT rech. pour renforcer réseau : **INSTALLATEURS Province** capables **PROMOTION** et s'adapter méthodes et produits **NOUVEAUX.**

Importante Sté HIFI TELE RADIO recherche très bon Technicien pour SAV ayant expérience et connaissances techniques nouvelles. Possibilité accéder Chef d'Atelier. Si compétences, adresser C.V. MAISON DE LA RADIO, B.P. 186, 50004 ST-LO.

**RECHERCHONS**
**VENDEURS HIFI**
**expérimentés, sérieuses références exigées**
Tél. pour R.d.V.
873.36.81

RECHERCHONS représentants multicartes bien introduits clientèle musique, pour vendre produits SONO grande diffusion. Tél. 359.61.59. CINECO.

## Demandes d'emploi 7 F

JH 28 ans, cherche emploi dépanneur TV N/B + couleur. Termine stage AFPA fin avril. NOGUEIRA, 61, rue Houdan, 92330 SCEAUX. Tél. après 17 h. 660.43.86.

Ancien câbleur professionnel cherche câblage à domicile même sous-traitance. Faire offre LACOMBE J.-R. Electricité. Tél. (65) 32.11.21. CAVAGNAC 46110 VAYRAC.

Demande entrer en contact Rad. Amat. rég. TROUVILLE 14 suscept. donner leçons payantes notions élément radio DUBOIS, Parc Cordier 14360 TROUVILLE.

## Fonds de commerce 19 F

Vends fonds TV HIFI RADIO MENAGER D.O. grandes marques, ville Jura, possibilité cession de parts. Ecrire au journal n° 420.

Cède raison santé banlieue ouest fonds TV SAV ca 100 U à développer. Ecrire au journal n° 432.

NICE 06, vends fonds TELE HIFI MENAGER CA 65 U en expansion 17 U + stock. Ec. BERNIER, 25, rue Saramito, 06300 NICE.

Techn. Radio TV. HIFI, envisage prendre retraite, cèderait clientèle à couple dont mari technicien Région BRETAGNE. Ec. journal n° 433.

Chef-lieu de canton COTE-d'OR, vds cause décès fonds RADIO TV MENAGER. Tél. (80) 35.60.11.

VIENNE CHATELLERAULT. Vds cause santé FDS réparation, vente télévision affaire saine. Prix 7 U à débattre. Tél. (49) 21.17.01.

Vds fonds av. murs commerce TV RADIO MEN. ville côtière de l'Ouest Dist. grande Marque Ect. Ecrire au journal n° 434.

## Achats de matériel 16 F

Recherche enceinte ELIPSON BS 50. Tél. le soir 19 h POCHET, 354.49.36.

Part. recherche TRX 120cx AM. FM. SSB. Prix réson. Tél. (58) 07.08.52.

URGENT cherche occasion platine convergence TVC 6. ATELIER BP 9. 41003 BLOIS CEDEX.

## Ventes de matériel 16 F

**TELEC - DIFFUSION**
**6, rue Pasteur, 17800 PONS.**
**Tél. (46) 94.03.57**
**Matériel en bon état de marche.**

WOBULOSCOPE R.D. 410 B - 400Kcs - 250Mcs, 900 F — GENERATEURS « FERISOL » LG 101, 800 à 2220Mcs, 700 F — LG 202 B - 1700 à 4400Mcs, 700 F — RIB. DESJ. 427 E - 100Kcs à 55Mcs, 370 F — QMETRE « FERISOL » M 803 A + bobines, 1 300 F — ANTIVOL ultrason 12 V, 200 F — Prix T.T.C. + port.

Urg. Vds cause double emp. C.B. 27 PRESIDENT Grand 80 Can. AM. FM. BLU et NF avec fact. achat 3.80. Prix : 1 400 F. Tél. 704.55.97.

Vends TELE N/B + magnétoscope. Prix : 1500 F. Tél. 203.73.75.







Urg. besoin argent. Vds RX pro R 820 KENNW + HP SP 820 + RX QR 666, faire offre honnête OM MARIETTE, 33, avenue de l'Arrou, 41000 BLOIS.

Suite renouv. vends app. mes. audio. prof. gen. dist. scopes. fluctuomètres, etc. Tél. 416.40.10, PRODYN, 5, rue Carpeaux, 95600 EAUBONNE sur R.V.

Vds rack ch. MARANTZ tuner ampli 2215 BL + lect. cass. 5010 + GARRARD GT10 + 2 L.E.S. 35 W + casque + ant. ext. 4 000 F en 55. Tél. (29) 86.72.01 soir.

Exploitant jeux automatiques vend FLIPPERS très bon état à partir de 700 F. Tél. 834.12.32 pour R.V.

Vds RX FR 101 digital option 6 + 2 m. Etat neuf, 3 500 F. Décodeur THETA 350 sous garantie, 2 000 F. FAURE Pierre, CABRIERES-D'AVIGNON, 84220 GORDES.

Part. Vds. chaine lampes : ampli SCOTT 2 × 30 W, tuner ESART, platine THORENS (bras SME), baffles SUPRAVOX. Tél. 307.87.91.

Vds stock pièces détachées N.V. transfos moteurs pour GELOSO. Radio Amateurs, 3, rue du Frêne, BP 3, 69009 LYON SAINT-RAMBERT env. timb.

Vends Radio K7 stéréo SHARP 9595 2 × 7 W, acheté le 2.1.81 3 500 F, vendu 2 800 F. 19, rue Cavendish, 75019 PARIS. Tous les jours jusqu'à 14 h.

Vends 2 500 F (valeur 8 000 F) jeu d'orgue 10 canaux 2KW chacun, pour groupe théâtre, orchestre, spectacle. BERGER Michel, 9, Ch. des Côtes de Pech David, 31400 TOULOUSE. Tél. (61) 52.52.82.

Vente stock composants électronique. Prix à débattre. Tél. 657.11.47 poste 351.